

21 世纪通信网络技术丛书
——移动通信前沿技术系列

认知无线电网络技术及应用

Cognitive Radio Network Technologies and Applications

郭彩丽 冯春燕 曾志民 著

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

认知无线电作为有望解决无线频谱资源紧缺难题的技术, 目前已成为业界极为关注和研究的热点。本书从认知无线电的基本思想的提出到目前国内外积极开展研究的过程中, 就如何准确感知频谱, 如何进行干扰估测, 如何使用和组建认知无线网络, 如何将认知无线电推向实际应用展开了详细的论述。本书包括 10 章, 内容涵盖了认知无线电和认知无线网络的基础知识和关键技术, 包括频谱感知、物理传输技术、无线资源管理、路由技术及传输协议、跨层设计及优化、网络安全, 认知无线网络应用, 最后展望了未来无线通信系统中认知无线电技术的研究及应用前景。

本书可作为高等院校通信等相关专业高年级本科生或研究生教材, 以及通信新技术培训参考书, 也可作为从事无线通信领域研究的科研人员与工程技术人员的技术参考用书。

未经许可, 不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有, 侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

认知无线网络技术及应用/郭彩丽, 冯春燕, 曾志民著. —北京: 电子工业出版社, 2010.7

(21 世纪通信网络技术丛书——移动通信前沿技术系列)

ISBN 978-7-121-11213-3

I. ①认… II. ①郭… ②冯… ③曾… III. ①无线电通信—通信网 IV. ①TN92

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2010) 第 122571 号

策划编辑: 田宏峰

责任编辑: 窦 昊 特约编辑: 牛雪峰

印 刷: 北京天宇星印刷厂

装 订: 三河市皇庄路通装订厂

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 23.25 字数: 595 千字

印 次: 2010 年 7 月第 1 次印刷

印 数: 4 000 册 定价: 59.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

出版说明

通信网络技术是当今发展最快、应用最广和最前沿的通信领域之一。通信技术发展到今天,已经不再是传统意义上充满神秘色彩的深奥技术了,它已经与日常的应用密不可分。可以说,网络的出现,使通信技术得以有了广阔的用武之地。正是由于有了固定电话网、移动通信网和 Internet,使通信技术的应用在这些平台上有了用武之地,渗透到我们日常生活的方方面面。

为了促进和推动我国通信产业的发展,电子工业出版社通信分社特策划了一套《21 世纪通信网络技术丛书》。这套丛书根据不同的层面,又细分为三个系列:《移动通信前沿技术系列》、《3GPP LTE 无线通信新技术系列》和《网络通信与工程应用系列》。

《移动通信前沿技术系列》是从移动通信技术(3G 技术)的应用现状与发展情况出发,全面介绍当今移动通信领域涉及的关键技术与热点技术,例如,软件无线电;移动 IP 技术;移动数据通信;WCDMA;TD-SCDMA;cdma2000;移动通信系统网络规划与优化;智能天线技术;认知无线电技术;WiMAX、WiFi、ZigBee 宽带无线接入技术;UWB 技术;UMTS 技术;Ad Hoc 技术等。

《3GPP LTE 无线通信新技术系列》是以 3GPP 中 LTE 标准的关键技术在无线、宽带、高速、资源中的有效管理和利用,以及在 B3G/4G 无线通信领域中的应用为主。LTE 作为 3G 技术的一个重要的长期演进计划,代表了国际无线通信领域的最新发展需求和解决方案,例如,基于 OFDM 的上、下行(HSxPA)的多址接入技术、随机接入技术、多天线 MIMO 技术、多链路自适应技术、多播技术、功率控制技术、宽带无线网络的安全性、可移动性、可管理性、高效信源与信道编码和调制 MQAM 技术等。

《网络通信与工程应用系列》是以技术为先导,以构建网络的体系结构、标准、协议为目标所开展的对现代无线、移动、宽带通信网络的规划与优化,以及结合工程应用的方向所提出来的。例如,无线网状网、WLAN、无线传感器网络、3G/B3G/4G 通信网工程设计与优化、卫星移动通信网、三网融合技术、网络安全新技术与新策略、RFID 应用网络、下一代基于 SIP 的统一通信、光网络与光通信等。

本套丛书依托各高等院校在通信领域从事科研、教学、工程、管理的具有丰富的理论与实践经验的专家、教授;各研究院所的研究员;国内有一定规模和研发实力的科技公司的研发人员,以及国外知名研究实验室的专家、学者等组成编写和翻译队伍,力求实现内容的先进性、实用性和系统性;力求内容组织循序渐进、深入浅出、理论阐述概念清晰、层次分明;力求很强的可读性和可操作性。

本套丛书的主要读者对象是广大从事通信网络技术工作的各科研院所和公司的广大工程技术人员;各高等院校的专业教师和研究生;刚走上工作岗位的大学毕业生;以及与此相关的其他学科的技术人员。

本套丛书从 2008 年上半年开始将陆续推出,希望广大读者能关注它,多对本套丛书提出宝贵意见与建议,欢迎通过电子邮箱 wchn@phei.com.cn 进行探讨、交流和指正,以便今后为广大读者奉献更多、更好的优秀通信技术类图书。

前 言

无线频谱是不可再生的宝贵资源。提高频谱资源利用率以满足日益增长的无线通信业务需求是无线通信领域永恒的课题。可以说,无线通信的发展历史就是解决频谱有效利用的历史。传统提高频谱利用率的方法是采用先进的通信理论与技术,但受限于香农信道容量理论极限值,不能从根本上解决频谱资源紧张问题。随着未来无线通信宽带化的发展趋势,WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)、LTE(Long Term Evolution)、UWB(Ultra-Wide Band)等新技术、新业务不断涌现,频谱需求呈指数迅猛增长。频谱资源的供需矛盾限制了无线通信业务应用的持续发展。

与此同时,近期国内外大量研究表明,在传统“条块分割”的静态频谱分配政策下,全球频谱资源的利用表现出高度的不均衡性。一方面,一些非授权频段业务繁忙、占用拥挤;另一方面,一些授权频段,尤其是信号传播特性比较好的低频段,其频谱利用率极低,频谱资源存在巨大“浪费”。这就迫切需要一种新的技术将“浪费”的频谱资源充分利用起来,认知无线电技术应运而生。它通过对授权频谱的“二次利用”,可有效缓解频谱资源紧缺问题,因此被预言为未来最热门的无线技术。

认知无线电技术是无线通信发展的一个新的里程碑,其将来的广泛应用必将带来无线通信领域历史性的变革。目前认知无线电的研究正在全世界范围内积极开展,且发展迅速,无论是专家学者还是国内外频率管理委员会、标准化组织、研究机构、企业均给予了极大的关注。但认知无线电技术本身是一个有相当难度的课题,如何准确感知频谱、有效估测干扰,如何组建认知无线网络,这些问题一直以来都困扰着广大的研究者。在我国大力发展无线通信和急需培养前沿通信专业人才的今天,编写一本结构清晰、内容全面、汇集认知无线电研究进展、体现认知无线网络关键技术研究难点、充分挖掘认知无线网络应用前景的参考书,对于推动无线通信的发展具有重要的学术和应用价值。此外,目前在认知无线电领域虽已取得一系列可喜研究成果,但离工业界所期望的能“呼之欲出”的实用还有一段距离。为推动认知无线电技术进一步从目前的研究实验最终走向真正实用,相关的通信企业开发人员也迫切需要一本能够呈现认知无线网络关键技术及应用研究成果进展的书,以帮助他们全面深入地了解这项新的技术,从而指导实际的工程实践。

鉴于上述原因,本书在编著过程中突出以下三点:注重认知无线网络知识架构的体系性,纳入了认知无线网络从物理层到应用层所包含的频谱感知、物理传输技术、无线资源管理、路由技术与传输协议、跨层设计及优化、网络安全等技术内容;在书的编著过程中同时注意不局限于原理性介绍,穿插讲述一些认知无线电在未来无线通信中的应用实例,并设立典型的认知无线网络这一章节,将近几年来无论是在实际网络中已有应用的技术还是在研究中已取得成果的技术均体现在书中;本书在最后一章还引入了认知网络,阐述了认知无线网络的未来演进趋势,充分体现了内容的新颖性和前瞻性。

本书的几位作者均为国内最早从事认知无线电领域的研究人员,本书的内容和素材主要是基于作者所领导的研究室近几年在认知无线电领域的研究成果和积累,包括对国内外发展

和研究现状的最新了解和掌握、与国内外学者交流、承担各种科研项目、教学实践、研究室博士和硕士研究生的学位论文等。编写此书期望能够将作者近几年从事认知无线电技术研究、教学实践过程中积累下来的研究成果与读者分享。

本书共分为 10 章。第 1~2 章介绍认知无线电和认知无线网络的基础知识；第 3~8 章讲述认知无线网络的关键技术，包括频谱感知、物理传输技术、无线资源管理、路由技术及传输协议、跨层设计及优化、网络安全；第 9 章介绍了典型的认知无线网络应用；第 10 章讲述了认知网络，并展望了未来无线通信中认知无线电及认知网络的应用前景。

本书可作为高等院校通信等相关专业高年级本科生或研究生教材，以及通信新技术培训参考书，也可作为从事无线通信领域研究的科研人员与工程技术人员的技术参考用书。

在本书的撰写过程中，王悦、刘芳芳、张旭、徐咏梅、史松松、候志宏、卞宏梁、王圣森、蔺琳等参与了研究实践及部分章节的写作，在此向他们表示衷心的感谢。

本书编写得到国家“863”计划重点项目“频谱资源共享无线通信系统”（2009AA011802）、国家自然科学基金项目“基于时域频谱利用概率分布曲线拟合的频谱检测研究”（60772110）、“极化域频谱感知理论与技术研究”（60902047）的大力支持，特此表示感谢。

认知无线电技术在不断发展，加之作者的学识有限，书中疏漏不妥之处，恳请读者指正。

目 录

第 1 章 概论	(1)
1.1 无线通信与频谱资源	(1)
1.2 高效频谱利用技术	(2)
1.3 频谱共享技术	(3)
1.3.1 动态频谱分配	(3)
1.3.2 免许可开放接入	(3)
1.3.3 分级共享接入	(4)
1.4 认知无线电的产生	(5)
1.5 认知无线电研究现状	(6)
1.5.1 标准化进展	(6)
1.5.2 代表性研究成果	(8)
1.6 认知无线电与认知无线网络	(9)
参考文献	(9)
第 2 章 认知无线网络基础	(11)
2.1 认知无线电技术	(11)
2.1.1 认知无线电的定义	(11)
2.1.2 理想认知无线电	(12)
2.1.3 频谱感知认知无线电	(14)
2.1.4 认知无线电的物理实现	(16)
2.1.5 认知无线电在无线通信中的应用	(17)
2.2 认知无线网络	(24)
2.2.1 现存认知无线网络	(25)
2.2.2 认知无线网络关键问题	(27)
参考文献	(30)
第 3 章 频谱感知	(31)
3.1 概述	(31)
3.2 频谱感知模型	(31)
3.2.1 频谱机会	(32)
3.2.2 二元假设频谱感知模型	(32)
3.3 频谱感知分类	(33)
3.3.1 辅助频谱感知	(33)
3.3.2 独立频谱感知	(35)

3.4	基于发射机信号的检测	(36)
3.4.1	匹配滤波器检测	(36)
3.4.2	能量检测	(38)
3.4.3	循环平稳特征检测	(41)
3.4.4	协方差盲检测	(42)
3.4.5	延时相关性检测	(43)
3.4.6	两步检测	(43)
3.5	基于接收机信号的检测	(44)
3.5.1	基于干扰温度估计的检测	(45)
3.5.2	基于接收机本振泄漏的检测	(47)
3.6	合作检测	(49)
3.6.1	单用户检测局限性及合作检测增益	(49)
3.6.2	分布式多用户合作检测	(50)
3.6.3	协作分集式合作检测	(57)
3.7	MAC 层及跨层检测	(59)
3.7.1	检测模式	(60)
3.7.2	检测周期	(62)
3.7.3	检测时长	(64)
3.7.4	检测信道	(66)
3.7.5	检测静默周期	(68)
3.8	多域全认知技术	(69)
3.8.1	信号空间多维感知	(70)
3.8.2	基于链路的感知	(71)
3.8.3	基于网络的感知	(73)
3.8.4	基于用户的感知	(74)
3.9	现有标准中的频谱感知	(75)
3.9.1	IEEE 802.11k	(75)
3.9.2	IEEE 802.15.1	(75)
3.9.3	IEEE 802.22	(76)
	参考文献	(77)
第 4 章	物理传输技术	(82)
4.1	认知 OFDM (Cognitive OFDM) 传输技术	(82)
4.1.1	认知 OFDM 概述	(82)
4.1.2	认知 OFDM 中的关键技术	(86)
4.2	认知 UWB (Cognitive UWB) 传输技术	(100)
4.2.1	认知 UWB 概述	(100)
4.2.2	认知 UWB 传输波形设计	(103)
4.2.3	UWB 传输技术在认知无线网络中的应用	(107)

4.3	变换域通信系统 (TDCS)	(108)
4.3.1	TDCS 在认知无线电中的适用性	(109)
4.3.2	TDCS 在认知无线电中的实现	(109)
4.3.3	认知无线网络环境中的 TDCS 性能分析	(112)
4.3.4	基于 OFDM 的 TDCS	(113)
4.4	认知无线电的信道编码技术	(115)
4.4.1	纠错编码	(115)
4.4.2	纠删编码	(121)
4.5	认知 MIMO 技术	(127)
4.5.1	认知 MIMO 概述	(127)
4.5.2	认知 MIMO 的研究热点	(128)
4.5.3	认知 MIMO 传输系统实例	(133)
4.6	认知无线电的链路自适应技术	(135)
4.6.1	概述	(135)
4.6.2	认知无线电的时域链路自适应 (TDLA)	(136)
4.6.3	认知 OFDM 的链路自适应	(141)
	参考文献	(145)
第 5 章	无线资源管理	(151)
5.1	概述	(151)
5.2	频谱分析	(152)
5.2.1	频谱分析分类	(152)
5.2.2	频谱特征参数	(154)
5.2.3	信道容量	(159)
5.3	频谱决策	(160)
5.3.1	概述	(160)
5.3.2	决策的优化目标: 本地与全局	(162)
5.3.3	决策中的协调机制	(166)
5.4	接入控制	(167)
5.4.1	接入控制的特点	(167)
5.4.2	与授权用户协调的接入控制	(168)
5.4.3	透明接入控制	(169)
5.5	频谱分配	(172)
5.5.1	频谱分配技术分类	(172)
5.5.2	完全受限频谱分配	(174)
5.5.3	部分受限频谱分配	(185)
5.6	功率控制	(189)
5.6.1	与传统网络功率控制的区别	(190)
5.6.2	基于合作的功率控制	(190)
5.6.3	基于非合作的功率控制	(192)

5.7	频谱移动性管理.....	(196)
5.7.1	频谱移动性的特点.....	(196)
5.7.2	频谱切换机制.....	(197)
5.7.3	频谱移动性管理协议.....	(202)
5.7.4	频谱移动性管理面临的挑战.....	(202)
5.8	资源调度.....	(203)
5.8.1	认知无线网络中调度的特点.....	(203)
5.8.2	链路级调度.....	(203)
5.8.3	端到端流的跨层调度.....	(210)
	参考文献.....	(212)
第6章	路由技术及传输层协议.....	(218)
6.1	路由技术.....	(218)
6.1.1	概述.....	(218)
6.1.2	路由协议.....	(219)
6.1.3	路由算法.....	(222)
6.2	传输层协议.....	(227)
6.2.1	传输层协议概述.....	(227)
6.2.2	传统无线网络的传输层协议.....	(228)
6.2.3	认知无线网络的传输层协议.....	(229)
	参考文献.....	(230)
第7章	跨层设计及优化.....	(232)
7.1	传统分层设计到跨层设计的演进.....	(232)
7.2	认知无线网络的跨层设计.....	(233)
7.2.1	频谱检测的跨层设计.....	(233)
7.2.2	频谱管理的跨层设计.....	(234)
7.2.3	频谱分配的跨层设计.....	(235)
7.2.4	频谱切换的跨层设计.....	(238)
7.3	认知无线网络的跨层优化.....	(238)
7.3.1	基于模糊逻辑的跨层优化.....	(239)
7.3.2	基于神经网络的跨层优化.....	(240)
7.3.3	基于多目标优化的跨层优化.....	(243)
7.4	认知引擎与跨层设计及优化.....	(244)
7.4.1	认知引擎的功能和结构.....	(245)
7.4.2	基于认知引擎的跨层设计及优化架构.....	(245)
7.4.3	基于认知引擎的跨层设计及优化架构的优势.....	(246)
7.5	认知无线网络跨层设计和优化面临的挑战.....	(246)
	参考文献.....	(248)

第 8 章 认知无线网络安全..... (250)

8.1 认知无线网络面临的安全问题..... (250)

8.1.1 传统无线网络的安全威胁 (250)

8.1.2 认知无线网络的安全需求..... (252)

8.1.3 认知无线电技术引入的安全隐患 (253)

8.1.4 认知无线网络的安全威胁及其防御机制..... (255)

8.2 认知无线网络的入侵检测系统..... (267)

8.2.1 入侵检测概述..... (267)

8.2.2 网络安全的 P²DR 模型与入侵检测 (268)

8.2.3 入侵检测系统的典型架构与分类..... (269)

8.2.4 认知无线网络的 IDS——动态综合的安全方案模型..... (271)

8.3 典型认知无线网络的安全研究..... (275)

8.3.1 IEEE 802.22 WRAN 网络的安全 (275)

8.3.2 其他认知无线网络存在的安全问题 (278)

8.4 未来的研究方向..... (279)

8.4.1 建立动态的无线电环境图 (280)

8.4.2 建立信誉系统..... (282)

8.4.3 其他研究方向..... (283)

参考文献..... (285)

第 9 章 典型的认知无线网络..... (287)

9.1 WRAN 网络..... (287)

9.1.1 WRAN 简介 (287)

9.1.2 IEEE 802.22 标准概况..... (289)

9.1.3 IEEE 802.22 空中接口..... (289)

9.1.4 IEEE 802.22 的共存 (307)

9.2 XG 网络..... (313)

9.2.1 XG 网络的组成结构 (313)

9.2.2 XG 网络决策..... (315)

9.2.3 XG 网络实测..... (316)

9.3 认知 Ad Hoc 网络..... (319)

9.3.1 认知 Ad Hoc 网络与传统 Ad Hoc 网络的比较..... (320)

9.3.2 认知 Ad Hoc 网络示例..... (320)

9.3.3 分布式协同 MAC 机制..... (321)

9.3.4 认知 Ad Hoc 网络的一些可能应用 (324)

9.4 认知 Mesh 网络..... (325)

9.4.1 COMNET 网络..... (326)

9.4.2 CogMesh 网络..... (331)

参考文献..... (337)

第 10 章 从认知无线电网络到认知网络 (339)

10.1 认知无线电、认知无线电网络与认知网络 (339)

10.2 认知网络概述..... (340)

10.2.1 定义 (341)

10.2.2 简单应用实例..... (341)

10.2.3 网络架构 (342)

10.2.4 体系结构 (345)

10.3 认知网络的典型应用——B3G 认知无线网络 (348)

10.3.1 认知无线接入网的管理功能..... (349)

10.3.2 认知接入点的管理功能 (350)

10.3.3 认知无线终端的管理功能 (351)

10.4 认知网络发展面临的问题和挑战..... (352)

参考文献..... (353)

缩略语..... (354)

第1章 概 论

无线频谱资源的紧缺是限制无线移动通信与服务应用持续发展的瓶颈，作为一种智能的革命性频谱共享技术，认知无线电（Cognitive Radio，CR）被称为未来最热门的无线技术。它通过对授权频谱进行“二次利用”，为缓解频谱资源缺乏与日益增长的无线业务需求之间的矛盾开辟了一条新的途径，对有效解决有限的无线资源条件下提高频谱资源利用率这一通信难题有着优越的和不可替代的意义。

本章从目前广泛关注的频谱资源紧缺现状入手，分析现有的高效频谱利用技术及典型的频谱共享技术，阐述认知无线电产生的背景和研究现状，引出认知无线网络（Cognitive Radio Networks，CRN）。

1.1 无线通信与频谱资源

从广播电视、收音机到移动电话，从射频识别（Radio Frequency Identification，RFID）到遥控器、雷达等，无线电应用在我们的身边无处不在。随着全球社会经济的不断发展，各种无线电技术在社会的各行各业中得到了日益广泛的应用。

目前，国际电信联盟（International Telecommunication Union，ITU）《无线电规则》定义的各种业务同样在我国均得到了广泛的应用，我国已成为全球当之无愧的无线电技术应用大国。我国是广播电视应用大国，目前国内电视机、收音机的拥有量分别超过了4亿台和5亿台，CCTV-9、CCTV-4两套节目已覆盖全球；我国移动电话用户数量目前已超过6.8亿，是全球移动电话用户数量最多的国家，拥有世界第一大移动通信网；中国还是为数不多的能够制造卫星和飞船的国家之一，我国拥有通信卫星、广播卫星、气象卫星和大气资源勘测卫星等多种在轨卫星，而且成功发射了“神五”、“神六”、“神七”飞船；这些高科技卫星和飞船的研制、发射和运行都以无线电技术为重要基础；我国拥有世界上优秀的气象预报系统和气象卫星，每天施放的数以千计的探空气球上都通过无线电技术获得和传送气象数据；此外，近年来，无线电技术在公安、航空、渔业、交通等领域都得到了应用，发挥了越来越显著的作用。

但随着无线电通信的飞速发展，频率资源紧张的状况也日渐突出。与矿藏、森林、水等资源一样，无线电频率也是一种宝贵的资源，而且是不可再生的。按照ITU无线电规则频率划分，目前各种无线业务可以使用的无线电频率范围为9 kHz~275 GHz。但受电波传播特性、无线通信技术以及无线电设备软硬件实现的限制，绝大多数无线电设备只能工作在50 GHz以下。随着未来无线通信的宽带化发展趋势，3G（3rd Generation）、WiMAX（Worldwide Interoperability for Microwave Access）、UWB（Ultra-Wide Band）等新技术、新业务不断涌现，频谱需求将呈指数迅猛增长。但目前很多国家差不多已将本国的可用频谱资源分配完毕，我国也不例外。由于采用了传统的静态频谱使用政策，为特定的无线业务划分了固定的频谱范围，所以留给新的系统、业务和技术的频谱非常少或者没有频谱可分配，频谱资源的供需矛

盾更为严重。

鉴于此，各国频谱管理机构都在积极研讨如何有效利用频谱的问题。近期的研究表明，在传统的“条块分割”的静态频谱使用政策下，频谱资源的利用具有高度的不平衡性^[1]。一方面，一些非授权频段由于业务繁忙占用拥挤；另一方面，一些全球授权频段，尤其是信号传播特性比较好的低频段的频谱利用率极低。来自美国国家无线网络研究实验床（National Radio Network Research Testbed, NRNRT）项目的测量报告表明 3 GHz 以下频段的平均频谱利用率仅有 5.2%^[2]，频谱资源存在巨大的“浪费”。

如何在有限的无线资源条件下提高频谱利用率，以缓解日益增长的无线业务需求和有限的频谱资源之间的矛盾，已成为通信领域研究的热点问题。

1.2 高效频谱利用技术

面对目前频谱资源紧缺现状，首先需要重新认识频谱。国际上新观点认为，频谱是一种抽象的资源，对其利用效率的高低取决于所采用的技术，需要详细探讨能充分利用频谱资源的高效频谱利用技术^[3,4]。令人欣慰的是，近年来新技术的迅猛发展为频谱高效利用提供了可能。这里从不同角度和方面总结了目前提高频谱利用率的技术，如图 1-1 所示。

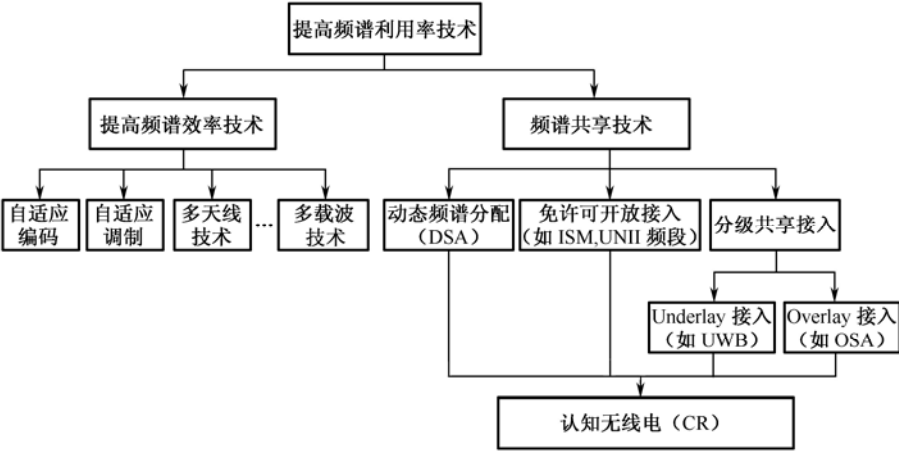


图1-1 提高频谱利用率的技术

在目前固定分配方式的频谱管理政策下，提高频谱利用率传统的方法是采用先进的通信理论与技术以提高频谱效率。现有提高频谱效率的措施很多，但可归纳为提高信源编码效率、提高信道编码效率、提高调制解调频谱效率等，相应地所采用的技术有自适应编码与调制、多天线技术、多载波技术等。目前码分多址（Code Division Multiple Access, CDMA）空中接口技术，如高速下行分组接入（High Speed Downlink Package Access, HSDPA）可以达到 1 b/s/Hz 的频谱效率，正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）和多输入多输出（Multiple Input Multiple Output, MIMO）技术的应用也只能达到 3~4 b/s/Hz 的频谱效率。3~4 倍频谱效率的提高对于人们成百上千倍的带宽需求增长仍然是微不足道的。因此在传统的固定频谱分配策略下采用的各种提高频谱效率的方法作用十分有限。由于频谱效率的提高受限于香农信道容量理论极限值，这些技术在一定程度上缓解了频谱需求矛盾，但并没有从根本上解决可用频谱资源日益紧张的局面，新业务要获得可用频谱越来越难。

近几年人们开始关注灵活的频谱共享技术^[4~6],通过频谱之间的灵活高效共享实现频谱资源的最大利用。现有的频谱共享技术,如工业、科学和医用频段(Industrial Scientific and Medical Band, ISM Band)开放接入、工作于3~10 GHz频段的超宽带UWB系统与传统窄带系统共存等技术通常应用于特定频段的共享,或受限于发送功率的短距离通信。这些技术在提高频谱利用率的同时增加了干扰,限制了通信系统的容量和灵活性。CR^[7~10]是一种更智能的频谱共享技术,它能够依靠人工智能的支持,感知无线通信环境,根据一定的学习和决策算法,实时自适应地改变系统工作参数(如传输功率、载频、调制方式等),理论上允许在时间、频率以及空间上进行多维的频谱复用,从而大大降低频谱和带宽的限制对无线技术发展的束缚,因此这一技术被预言为未来最热门的无线技术之一。但实现灵活的频谱共享在有效解决无线频谱资源紧缺问题的同时也面临更多的挑战。频谱共享意味着打破了当前频谱资源的用户私有制,减弱了对授权通信的严格保护。采用不同的频谱共享技术实现多无线电和谐共存还存在相应的难题需要攻克。

1.3 频谱共享技术

频谱共享技术的显著优势吸引了各界人士的关注,包括学术界、工程界、经济学领域、政策机构等,相应产生了一些相关概念和术语,目前叫法不一,容易混淆,尤其一些英文文献里频繁出现的一些术语,如Dynamic Spectrum Allocation、Open Spectrum Sharing、Spectrum Commons、Opportunistic Spectrum Access、Spectrum Pooling、Spectrum Underlay、Spectrum Overlay等。下面针对这些术语分别进行介绍并归类,进一步澄清这些基本概念。

1.3.1 动态频谱分配

动态频谱分配(Dynamic Spectrum Allocation, DSA)^[5,11]最早是在欧洲DRiVE(Dedicated Road Infrastructure for Vehicle Safety in Europe)/OverDRiVE计划中提出来的,其主要目标是通过充分利用不同通信业务在时间和空间上的流量统计特性,例如,分配给UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)和DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)的频谱量随着地区和时间不同而变化,实现无线业务的共存,从而提高频谱利用率。动态频谱分配策略根据无线电系统的实际通信量,动态地分配频谱资源。因此用户在特定时间和空间下使用的频段不是事先固定的,而是临时分配并且是变动的。

DSA要求预测各无线电系统的通信量以根据实际的负载动态分配频段,这就需要改变现有的频谱分配总体结构,在频谱管理、网络结构、通信终端等方面改动较大。DSA策略在一定时间、一定区域把无线频谱的某一部分分配给某一无线电系统,其他用户不得使用,因此并不能完全消除由于业务量的突发性而产生的频谱空穴。

1.3.2 免许可开放接入

免许可开放接入(Spectrum Commons/Open Spectrum Sharing)是迈向真正意义上频谱共享的第一步。一般来说,无论组织或个人,希望使用某一频段进行无线通信,都必须向当地政府申请许可证(License)并交纳一定的管理费用。但也有一些频段是例外的,如ISM频段、

免授权国家信息基础（Unlicensed National Information Infrastructure, UNII）频段等。工作于这些频段的用户无需许可证，也没有主次之分，只需要遵守一定的发射功率（一般低于 1 W），并且不对其他频段造成干扰即可。

在所有频谱共享技术中，目前免许可开放接入在实际使用中最为成功。这主要是由于它实现简单，特别是干扰控制简单，并且无需频谱环境感知。但这种共享方式限制共享用户只能发射较小功率，对其他用户的干扰完全控制在许可范围内，使得其应用范围较窄，只适合短距离通信，目前的典型应用是无线局域网、蓝牙、ZigBee 等。此外，这种方式的频谱共享仅限于可数的几个频段，并没有实现真正的全频段共享。

1.3.3 分级共享接入

分级共享接入技术是指在不改变现有频谱分配总体结构（即频谱分配表中指配给各通信系统频段基本不变）的前提下，通过开放授权频段实现不同无线电系统用户间的频谱共享，以提高频谱利用率^[6]。这种共享方式的具有不同的等级，即严格的主从关系，提供共享频谱资源的用户称为主用户（Primary User），共享主用户频谱资源的用户称为次用户（Secondary User）。次用户只有在不干扰主用户正常工作的前提下才能进行通信。

根据主用户和次用户在时间和频率上使用频谱的不同，分级共享接入方式分为覆盖式频谱共享（Spectrum Underlay）和机会式频谱共享（Spectrum Overlay）两类。在覆盖式频谱共享方式中，一个无线电系统同时与另一个无线电系统使用相同的频谱，在频率上完全覆盖。为了避免对主用户的干扰，次用户通常采用扩频等技术限制自身的发射功率足够小。目前 UWB 系统与传统窄带系统共存就是采用这种方式。这种共享方式由于主从用户间没有任何协作，无法控制用户间的干扰，次用户可能对主用户造成较大干扰，因此很多无线电系统无法采用这种简单的频谱共享方式。对于机会式频谱共享方式，其核心思想是次用户采用“见缝插针”的方式使用主用户的频谱资源。所谓见缝插针是指主用户一旦有空闲信道，次用户便接入；主用户没有空闲信道，次用户便等待主用户空闲信道的出现。一旦主用户要使用自己被次用户正占用的信道，次用户必须立即释放给主用户。实现机会式频谱共享要求无线电具备感知能力，通过感知无线电的外部环境，包括检测电磁场环境中其他用户的情况，动态地改变无线电特性参数（如功率、频率、调制、编码等），以便有效利用空闲频谱资源，同时避免对主用户通信系统的干扰。这就需要 CR 这一核心技术的支撑。

机会式频谱共享的思想最先在瑞典皇家技术学院的 Joseph Mitola III 博士的频谱共享池（Spectrum Pooling）^[7]策略中提出，后来被美国国防高级研究计划局（Defense Advanced Research Projects Agency, DARPA）下一代无线通信计划（neXt Generation, XG）^[12]所关注，被称为机会频谱接入（Opportunistic Spectrum Access, OSA）技术。不同于严格限制次用户发射功率的覆盖式频谱共享方法，机会频谱接入主要通过限制次用户共享频谱的位置和时间来实现。机会频谱接入也不同于利用不同频谱占用统计特性的 DSA，其目标是通过向次用户开放授权频谱，允许次用户识别和利用可用频谱，最大限度地消除时间和空间上的频谱空穴。这种频谱共享技术实现难度较 DSA 小，且能使得主用户和次用户取得接近于最优的频谱资源利用效率，有望成为解决无线电频谱紧缺问题的最有效途径，近几年工业界和学术界对此技术探讨也较为活跃。

综上所述，各种频谱共享技术具有不同的适用范围，各有其优缺点。OSA 技术因为具有

CR 的功能，实现了更智能的频谱共享。事实上，CR 是个很宽泛的概念，可泛指一切通过认知（或感知）功能提高系统性能的技术。因此 CR 的应用不仅限于 OSA，完全可应用于上述各频谱共享技术中，以进一步改善多无线电共存性能。当然目前来看 OSA 技术仍然是 CR 的一个最主要应用。

1.4 认知无线电的产生

认知无线电（CR）的产生与软件无线电技术密不可分。随着无线通信技术的飞速发展，出现了多种通信体制并存和各种标准层出不穷的现象，以硬件为主的传统的通信体制难于适应这种局面。针对多种无线通信标准和体制之间无法兼容的弊端，1992 年 5 月，Mitola 博士首次明确提出了软件定义无线电（Software Defined Radio, SDR）的概念，其目的就是希望建立开放式、标准化、模块化的通用硬件平台，将各种功能及参数，如工作频段、调制方式、数据格式、加密模式、通信协议等都用软件来完成。这样的系统具有很好的兼容性、可升级性和开放性。

随着技术的不断发展，工业界已经不仅仅满足于 SDR 为商用所提供的多模式、多波段能力，希望无线电设备能够具有自适应的智能化功能来满足市场需求，即未来的系统应该：

- ① 有足够频率、波形自适应能力来和其他现存的调制技术共存；
- ② 有能力作为使用不同调制技术网络之间的网关；
- ③ 有充足的智能来发现可用频谱、配置系统并开始工作。

SDR 满足①和②，因为它的工作频段和波形是由软件控制的，更换不同的调制方式和协议只需要更换不同的代码。根据③的要求，Mitola 又提出了 CR 的思想。它是软件无线电技术向市场迈进的过程中衍生出的新思想。CR 与 SDR 的主要区别在于：SDR 的工作参数由软件控制，允许通过编程来改变硬件平台支撑的收发机工作频率和调制方式；CR 能基于同工作环境的交互来改变电台参数，这些交互包括主动地与频谱使用者协商和通信，或被动地频谱检测判决。目前，人们对 CR 和 SDR 的关系基本达成共识：SDR 具有相当大的灵活性，但与 CR 相比，缺乏一定的智能。CR 的实现不一定需要 SDR 的支撑，但如果借助于 SDR，则 CR 会具有更多的潜在优势。

虽然 CR 最初的提出主要源于软件无线电技术的扩展，但是该技术的问世却推进了频谱共享技术的发展。目前相关研究表明大量授权频谱未得到充分利用，图 1-2 为使用 20 kHz 分辨率、30° 角的天线，于中午时分在美国加州伯克利市市区现场实地测量的功率谱密度分布图。

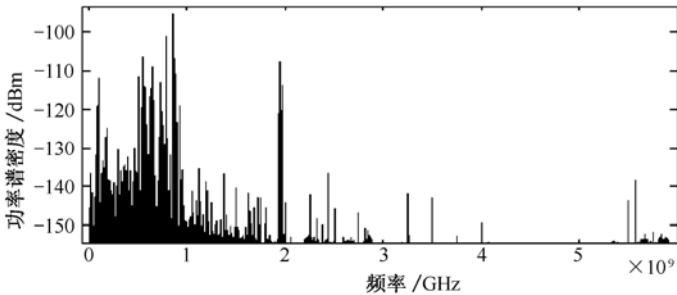


图1-2 0~6 GHz的功率谱密度分布图

由图 1-2 可见, 3 GHz 的频段利用率只有 0.5%, 4~5 GHz 的频段利用率甚至只有 0.3%, 而 3 GHz 以下频段, 根据伯克利无线研究中心的研究报告^[9]发现, 频谱资源有多达 70% 未被充分利用。

因此所谓的“频谱短缺”只是一种误解。频谱的“短缺”主要是由于固定频谱管理政策导致频谱资源没有被充分利用, 而不是频谱本身的缺乏。因此对已授权频段的再次利用可以改善这种情况。让无线电设备具有寻找可用信道的功能, 成为“聪明的”、能够充分利用频谱资源的通信实体, 可有效缓解不断增长的频谱资源的需求矛盾, 而 CR 正好满足这一需求。由于 CR 具有使软件无线电从预定协议的盲目执行者转变成为无线电领域的智能代理的特性, 完全可以利用 CR 的智能性实现频率、时间和空间域等频谱环境的感知, 以达到频谱资源的充分利用。作为无线通信领域的重大进展, CR 技术打破了日益紧张的有限可用频谱的“瓶颈”, 这也正是 CR 技术提出并受到广泛关注的主要原因。

1.5 认知无线电研究现状

1.5.1 标准化进展

随着 CR 技术的发展, 各标准化组织和行业联盟也纷纷开展相关的研究, 并且开始着手制订 CR 的标准和协议。目前涉及 CR 标准制订的组织和行业联盟主要是美国电气电子工程师学会 (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE)、国际电信联盟 (ITU)、软件无线电论坛 (SDR Forum, SDRF) 和无线世界研究论坛 (Wireless World Research Forum, WWRF) 等。

1. IEEE 相关标准

IEEE 对于 CR 技术的标准化推进工作比较积极, 目前正在制订的与 CR 相关的标准主要包括: IEEE 802.22、IEEE 802.16h、IEEE P1900、IEEE 802.11h 和 IEEE 802.11y 等。

(1) IEEE 802.22 标准^[13]

2004 年 10 月成立的 IEEE 802.22 工作组是第一个世界范围的基于 CR 技术的空中接口标准化组织, 其目标是利用 CR 技术将分配给电视广播的 VHF/UHF 频带用作宽带接入, 组建无线区域网络 (Wireless Regional Area Network, WRAN)。

现有的 IEEE 802.22 标准提案对空中接口进行了规范, 包括物理层 (Physical Layer, PHY Layer) 与媒体接入控制层 (Media Access Control Layer, MAC Layer)。为了与 TV 频道的授权用户共存, WRAN 系统的 PHY 层和 MAC 层协议应该允许基站根据感知结果, 动态调整系统的功率或者工作频率, 还应包括降噪机制, 从而避免对 TV 频道的授权用户造成干扰。目前 ETRI、SAMSUNG、飞利浦、摩托罗拉以及华为等多家公司都加入了 IEEE 802.22 工作组的标准化制定过程, 并通过审议和合并提案提出了物理和 MAC 层的初步技术草案。

(2) IEEE 802.16h 标准^[14]

随着 IEEE 802.16 系列标准的不断制定和完善, 频谱资源问题成为制约技术发展的关键问题, 为此, 2004 年 12 月, 专门成立了致力于解决共存问题的 IEEE 802.16h 工作组, 目标是利用 CR 技术使 IEEE 802.16 系列标准可以在免授权频段获得应用, 并降低对其他基于

IEEE 802.16 免授权频段服务用户的干扰。IEEE 802.16h 标准由 License-Exempt Task Group 所制定，其主要思路是在 IEEE 802.16 制定的 QoS 要求下，让多个系统共用资源。

(3) IEEE 1900 标准^[15]

IEEE 802.22 和 IEEE 802.16h 都只是 CR 的简单应用，为了进一步研究 CR，IEEE 于 2005 年成立了 IEEE 1900 标准组，进行与下一代无线通信技术和高级频谱管理技术相关的电磁兼容研究。该工作组对于 CR 技术的发展及与其他无线通信系统的协调与共存起着极其重要的作用。IEEE 1900 目前包括 IEEE 1900.1、IEEE 1900.2、IEEE 1900.3 和 IEEE 1900.4 这 4 个工作组。其中，IEEE 1900.1 工作组的任务是解释和定义有关下一代无线电系统和频谱管理的术语和概念，主要澄清术语并且弄清各个技术之间的关系，提供对技术的准确定义和对关键技术的解释，如频谱管理、政策无线电、自适应无线电、软件无线电等；IEEE 1900.2 工作组主要为干扰和共存分析提供操作规程建议；IEEE 1900.3 工作组主要为软件无线电的软件模块提供一致性评估的操作规程建议；IEEE 1900.4 工作组主要任务为动态频谱接入的无线系统提供实际应用、可靠性验证和评估可调整性能。

(4) IEEE 802.11h 标准^[16]

IEEE 802.11h 修改了 IEEE 802.11a PHY 层标准，增强了 5 GHz 频段的网络管理、频谱控制和传输功率管理功能，提高了信道能量测量和报告、多个管理域的信道覆盖、动态信道选择和传输功率控制机制。其中一个关键内容——动态频谱选择实际上属于 CR 的范畴。

(5) IEEE 802.11y 标准^[17]

IEEE 802.11y 计划开发新的无线局域网标准以工作在美国联邦通信委员会（Federal Communications Commission, FCC）向公众应用开放的原来用于卫星服务网络的 3.65~3.7 GHz 频段，同时计划提出一种标准的机制用于避免与该频段内的其他用户形成干扰。目前定义了传输初始化的过程、频谱感知方法，检测到信道忙时重传的机制等内容。IEEE 802.11y 标准的第一份草案已于 2006 年 12 月提出。

2. ITU-R

ITU 关于 CR 的研究工作目前仍隶属于 ITU-R WP8A 工作组中的软件无线电研究课题。因为软件无线电不足以涵盖 CR 的所有范畴，所以 ITU-R 于 2006 年 3 月提出一项新的建议，将 CR 单独作为一个研究课题进行研究，这说明 ITU 已经充分认识到 CR 技术在未来通信发展中的重要意义。

3. 软件无线电论坛

2003 年 8 月 SDRF 就开始探讨放松当前严格的频谱划分政策的可能性，研究通过开发新的智能无线电设备从而提高频谱利用效率。该论坛于 2004 年 10 月成立了 CR 工作组与 CR 特殊兴趣组，专门开展有关 CR 技术的研究。鉴于软件无线电论坛的特殊任务，目前主要致力于开展 CR 平台的分析和多模式调整功能的研究。

4. 无线世界研究论坛

WWRF 也密切关注 CR 技术的发展，其第六工作组从可重配置的网络无线资源管理的角度，提出 CR 实现可重配置网络的技术，并讨论了当前的可实现性^[18]。

1.5.2 代表性研究成果

在标准化研究工作的推动下,目前国内外的多个研究机构对 CR 展开了广泛的研究,并初步取得了一些研究成果。

在国外,北美和欧洲等地率先启动了 CR 研究项目,如美国国防部高级研究计划署(DARPA)资助的下一代通信计划 XG 项目^[8],着眼于开发 CR 的动态频谱管理标准,目前正在研制和开发频谱捷变无线电,这些无线电台在使用法规范围内,可以动态自适应变化的无线环境,在不干扰其他正常工作无线电台的前提下,使可以接入的频谱范围扩大近 10 倍;欧盟第六框架项目的端到端重配置(End to End Reconfigurability, E2R)项目^[19],针对多种无线接入系统(如蜂窝、WLAN 等)共存环境下的 CR 技术主要关注以下三个方面的研究:动态网络规划管理、先进频谱管理和联合无线资源管理。之后欧盟 2008 年又启动了第七框架重点大型跨国项目 E3(End-to-End Efficiency)^[20],目标是保证应用和服务在异构网络环境下的无缝接入,涉及认知无线电和认知网络的技术、商业、规划和标准化等各个方面。

同时,国外的一些大学及研究机构针对 CR 相关体系结构、理论模型及实现平台进行了研究,主要提出了基于 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)的动态频谱接入频谱共享池 Spectrum Pooling 系统^[20]、CORVUS(a COgnitive Radio approach for usage of Virtual Unlicensed Spectrum)体系结构^[21]、基于 OFDM 的动态频谱网络架构 OCRA(OFDM-based Cognitive RADio)^[22]、UWAN(Unlicensed Wide Area Networks)系统^[23]、泛在移动网络动态智能频谱管理(Dynamic Intelligent Management of Spectrum for Ubiquitous Mobile network, DIMSUMnet)网络体系结构^[24]、基于遗传算法的生物启发认知模型 Bio-CR^[25]、干扰温度多址(Interference Temperature Multiple Access, ITMA)动态频谱分配方式^[26]等。

在国内,关于 CR 的研究起步较晚,值得欣慰的是近几年 CR 的研究受到了国家的重视和支持。最早是 2005 年 7 月由国家“863”计划设立的“认知无线电关键技术”研究课题,随后的 2006 年和 2007 年自然科学基金先后资助了多个 CR 相关研究课题,并在 2008 年继续加大支持力度,将其作为信息科学部调控重点项目资助,重点解决频谱认知、动态频谱管理和抗干扰等问题。之后国家“973”计划针对异构网络融合问题,资助了“认知无线网络基础理论与关键技术研究”项目,主要关注认知无线网络体系结构与协议研究、无线网络认知基础理论与方法研究、智能的动态网络资源管理模型与控制机制研究、基于认知的无线网络传输机制研究、端到端重构机理研究等。同步地,国家“十一五”重大专项中也重点提到了“频谱共享、感知与灵活使用技术研究及验证”,国家“863”计划重点项目“频谱资源共享无线通信系统”资助了频谱资源共享无线通信系统的应用研究,并在 698~806 MHz 频段进行演示验证,CR 技术的研究开始逐步走向实用。目前,清华大学、北京邮电大学、电子科技大学、西安电子科技大学、西安交通大学等都已投入到 CR 相关研究中。

值得注意的一点是,由于 CR 技术对现存的频谱固定分配制度提出了挑战,其能否真正走向实用很大程度上取决于一些频谱管制部门的政策。目前美国 FCC 和英国通信办公室(Office of Communications, Ofcom)等都给予了积极的支持。2002 年 12 月, FCC 指出非授权设备应具备能够识别未占用频段的能力^[27]; 2003 年 11 月, FCC 提出了干扰温度的概念,以扩展移动和卫星频段的非授权操作^[28],同年 12 月 FCC 成立了 CR 工作组,明确支持 CR 并修正了美国的《电波法》^[29]; 2004 年 5 月, FCC 又发布建议,允许次用户在不影响主用户业务的前提下,通过 CR 技术使用电视广播频段中的空闲频谱资源^[30]。与此同时, Ofcom 也将 CR 引入其近期的频谱框架概述报告书中。

综合以上分析,国内外对于认知无线的研究正在从概念和基本理论研究以及需求分析,逐步迈向具体实现的关键技术研究。这些研究将涵盖从物理层到 MAC 层和无线资源管理层直至网络体系架构的整个无线通信领域,并将最终走向具体的应用。

1.6 认知无线电与认知无线电网

随着 CR 的发展和深入研究, Motorola 及 Virginia Tech 等公司提出了认知无线电网 (Cognitive Radio Network, CRN) 的概念。CRN 是一种具有认知能力的网络,能够感知网络当前的状况,并根据当前的状况来计划、决定并行动,也就是说可以自我配置来响应和动态自适应操作和环境的改变。

CR 作为节点构成智能的 CRN,主要完成物理层感知的功能。而 CRN 则包含了通信网络所有层的技术,包括网络层、传输层等高层技术。本书中的 CRN 主要应用于机会频谱接入 OSA 环境,即合法的授权用户(也称为主用户)具有高的优先权接入频谱,而具有 CR 功能的非授权用户(也称为次用户或认知用户)通过智能感知无线环境,并在对授权用户不造成有害干扰的情况下机会式接入授权频谱。由其特殊应用环境决定,CRN 存在两个最基本的问题:①实际的 CRN 能否不对授权用户造成有害干扰;②在满足授权用户所能承受干扰能力的条件下是否存在实际可用的 CRN^[31]。这两个问题能否解决直接关系到 CRN 的实用性。围绕这两个基本问题,一些关键技术,如如何采用频谱检测技术准确有效地识别频谱机会、检测授权用户出现;如何利用频谱机会,以“见缝插针”的方式接入已授权频段等,都有待深入研究。

本书后续章节对 CRN 中的频谱感知、物理传输技术、无线资源管理、路由技术、传输层协议、跨层优化及安全等紧密结合应用实际的关键技术进行了探讨,其中也包含了在参加国家“863”计划重点项目“频谱资源共享无线通信系统”、国家自然科学基金项目“基于时域频谱利用概率分布曲线拟合的频谱检测研究”、“极化域频谱感知方法与技术”等的过程中,对 CRN 理论与技术研究的一些成果。期望尽可能地将 CRN 领域的研究成果与进展呈现给读者。

参 考 文 献

- [1] Kolodzy P. Spectrum Policy Task Force: Findings and Recommendations[J]. International Symposium on Advanced Radio Technologies (ISART). 2003.
- [2] Mchenry M. Report on Spectrum Occupancy Measurements[J]. Spectrum Occupancy Measurements.
- [3] 夏金祥, 范平志. 无线电频谱利用面临的问题、机遇与对策[J]. 中国无线电, 2006.
- [4] Gregorys Kevin W. End of Spectrum Scarcity[J]. IEEE Spectrum. 2004, 41: 48-51.
- [5] Pleaves, D Grandblaise Et Al. Dynamic spectrum allocation in composite Reconfigurable wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine. 2004, 42(5): 72-81.
- [6] Zhaoq Sadler B. A Survey of Dynamic Spectrum Access[J]. IEEE Signal Processing Magazine. 2007, 24(3): 79-89.
- [7] Joseph mitola. Cognitive radio for flexible mobile multimedia Communications[C]. Sixth International Workshop on Mobile Multimedia Communications, 1999.
- [8] The XG Vision.V2.0 [EB/OL]. <http://www.ir.bbn.com/projects/xmac/vision.html>.

- [9] Hoven N. K. the feasibility of cognitive radio[D]. Berkeley: University of California, 2005.
- [10] 郭彩丽, 张天魁, 曾志民, 冯春燕, 认知无线电关键技术及应用的研究现状[J]. 电信科学, 2006.
- [11] Pleaves S. Ghaheri-niri. Dynamic spectrum allocation in a multi-radio environment: concept and algorithm[C]. IEE Second International Conference on 3G Mobile Communication Technologies, 2001.
- [12] P Marshal, XG:next generation communication,[EB/OL].<http://www.darpa.mil/DARPATech2002/presentations/atophdf/sneeces/MARSH ALL pdf.2002>.
- [13] IEEE 802.16's License-Exempt(LE)TaskGroup [EB/OL]. <http://www.ieee802.org/16/le/>.
- [14] IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee802.22 WG [EB/OL]. <http://www.ieee802.org/22/>.
- [15] IEEE P1901.1™/D01, IEEE P1900 Working Group [EB/OL]. <http://grouper.ieee.org/groups/emc/emc/1900/index.html>.
- [16] IEEE 802.11h-2003 Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 5: Spectrum and Transmit Power Management Extensions in the 5 GHz band in Europe [S], 2003.
- [17] IEEE P802.11- Task Group Y- Meeting Update: Status of project IEEE 802.11y[EB/OL] .http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Reports/tgy_update.html.
- [18] Gdimitrakopoulos P. Demestiehas. Cognitive radio,Spectrum and Radio Resource Management[J]. Wireless World Research Forum Working Group 6 White Paper. 2004.
- [19] End-to-End Reconfiguration, E2R_WP5_D5.3_50727 [EB/OL].http://e2r.motlabs.com/Deliverables/E2R_WP5_D5.3_50727.pdf.
- [20] Weissta Jondral F. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency[J]. Communications Magazine. 2004, 42(3): 8-14.
- [21] Rwbroderson Wolisz D. CORVUS: A cognitive radio approach for usage of virtual unlicensed spectrum. [EB/OL]. <http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Research/MCMA/CR White paper nall.pdf>.
- [22] Ifakyildiz Y. Li. OCRA: OFDM-based cognitive radio networks, Broadband and Wireless Networking Laboratory Technical Report[J]. 2006.
- [23] Panasik B. Krenik. The Potential for Unlicensed Wide Area Networks[J]. Texas Instruments White Paper. 2004.
- [24] Mmbuddhikot P. Kolodzy. DIMSUMNet: directions in wireless network in gusing coordinated dynamica spectrum access[C]// WoWMOM 2005: 78-85.
- [25] Rieser C. J. Biologically Inspired Cognitive Radio Engine Model Utilizing Distributed Genetic Algorithms for Secure and Robust Wireless Communications and Networking[D]. VA: Virginia Tech, 2004.
- [26] Dynamic T. C. Spectrum Access in Cognitive Networks[D]. University of Maryland, College Park, 2006.
- [27] FCC-02-328. Additional Spectrum for Unlicensed Devices Below 900 MHz and in the 3G Hz Band. Dec 20, 2002.
- [28] FCC-03-289. Esitablishment of interference temperature metric to quantify and manage interference and to expand available unlicesed operation in certain fixed mobile and statellite frequency bands. Nov. 13, 2003.
- [29] FCC-03-322. Facilitating Opportunities for Flexible, Efficient, and Reliable Spectrum Use Employing Cognitive Radio Technologies.
- [30] FCC-04-113. Unlicensed Operation in the TV Broadcast Bands Additional Spectrum for Unlicensed Devices Below 900 MHz and in the 3 GHz Band. May. 25, 2004.
- [31] Jonesstevend Merheb Naim. An experiment for sensing-based opportunistic spectrum access in CSMA/CA Networks[C]//IEEE DySPAN, 2005: 593-596.

第2章 认知无线网络基础

认知无线网络（CRN）是一种新的通信网络，从发现空闲频谱到合理利用频谱，实现了传统通信网络所不具备的功能，其中认知无线电（CR）是其核心技术。本章首先介绍 CR 的基础知识，包括 CR 的定义、理想 CR 和频谱感知 CR 的基本原理、CR 的物理实现以及 CR 在无线通信中的应用。在此基础上进一步介绍 CRN，通过对现存 CRN 的分析，指出 CRN 的关键问题，包含从物理层到应用层的各种技术。

2.1 认知无线电技术

认知无线电（CR）的概念虽最初是由 Mitola 基于软件无线电技术延伸而提出的，但发展到现在，其研究和应用都不再局限于最初的范畴，不同的研究者从不同的角度给出了认知无线电的定义和内涵。

2.1.1 认知无线电的定义

1. Mitola博士对CR的定义

1999 年，Mitola 在其发表的一篇论文^[1]中，首次提出了 CR 的概念，此后，又在其发表于 2000 年的博士论文^[2]中进一步阐述 CR 的定义为：“CR 这个术语确定了这样一个观点，即无线个人数字助理（Personal Digital Assistant, PDA）和相关的网络具有对于无线资源和相关的计算机与计算机之间通信足够的计算智能，包括：检测用户的通信需求并且提供满足这些需求的最适当的无线资源和服务”。

Mitola 作为 CR 领域的开创者，提出了较为理想化的 CR 定义，然而在其给出的定义中，人工智能扮演了重要的角色，这与现在的技术水平存在着一定的差距。此外，其认知功能的实现主要体现在应用层或更高层的学习和推理能力，缺乏相应的具有认知功能的物理层和链路层体系结构的有效支撑。因此，引发了一些科学工作者开始寻求易于实现的 CR 技术。

2. FCC对CR的定义

2003 年 5 月，FCC 召开了 CR 研讨会，讨论了利用 CR 技术实现灵活频谱利用的相关技术问题，并在此后发表的 NPRM（Notice of Proposed Rule Making）^[3]中给出了 CR 的相对狭义的定义：“CR 是指能够通过与其工作的环境交互，改变发射机参数的无线电设备。CR 的主体可能是 SDR，但对 CR 设备而言，不一定必须具有软件或者现场可编程的要求。” FCC 主要从频谱管理的角度出发将 CR 定义为一种无线电设备，并更多地关注于如何提高频谱的利用效率。

(Decide) 并执行 (Act) 五种状态，每种状态均涉及人工智能学习 (Learn)。

图 2-1 中，完整的认知环步骤如下所述。

① 观察：CR 对外部世界提供的激励进行处理和分析，从而提取有益于提高其系统性能的相关信息。例如，读取位置、温度等信息以推断用户的通信环境。又如，如果发现一个用户通过电话预定了出租车，则可推断出此用户将乘坐出租车出行等。

② 定向：通过确定激励的优先级别来对自己进行“定位”。优先级分为三种：

- 立即 (Immediate)：例如，如果 CR 的电池突然被取出，CR 将立即跳转到“行动”阶段，以保存必要的数 据，使得以后 CR 能够正常地重新启动。
- 紧急 (Urgent)：例如，如果正在无线局域网中通信的 CR 突然丢失信号，CR 将紧急跳转到“决策”阶段以恢复其通信，比如切换到另外一个网络。
- 正常 (Normal)：在大多数情况下，CR 并不需要对环境变化做出非常快的响应，这时，CR 将进行正常的“计划”→“决策”→“行动”的阶段转换。

③ 计划：产生并评估解决方案，包括把解决方案发送给网络中的其他 CR 以获取反馈意见。

④ 决策：完成从多个候选解决方案中选择的功能。

⑤ 行动：开始启动选择的进程。

⑥ 学习：进行某些监督或无监督的机器学习，以改进以后的决策。

一个完整的认知环的执行可实现依据信息和学习规则来调整通信系统状态以达到最优性能。由于外部环境在不断变化，认知环也会持续不断循环。

Mitola 从 CR 作为软件无线电的智能化角度讨论了上述基于认知环的理想 CR 的实现，如图 2-2 所示。理想 CR 分为硬件和软件两大部分，其中软件部分又分为基本软件部分和智能软件部分；硬件部分包括天线、射频、调制解调器、信息安全模块、基带处理模块和用户接口，这构成了最基本的软件无线电的硬件体系结构。调制解调器主要处理收发信号的调制解调以及信号的均衡。基带处理模块主要处理网络中的各种协议和控制，以实现不同网络的兼容。这两个模块功能是通过基本软件部分实现。智能软件部分利用无线电知识表达语言 (Radio Knowledge Representation Language, RKRL)，针对无线规则实现与网络的智能交流，并采用自动推理的方式，更好地为个人通信服务。无线规则是指一系列适合无线频谱使用的射频带宽、空中接口等参数。理想 CR 使软件无线电从预定义协议盲目执行者转变成成为无线电的智能代理。它能找出各种方式来提供各种用户需要的服务，甚至用户都不知道是如何得到它的。

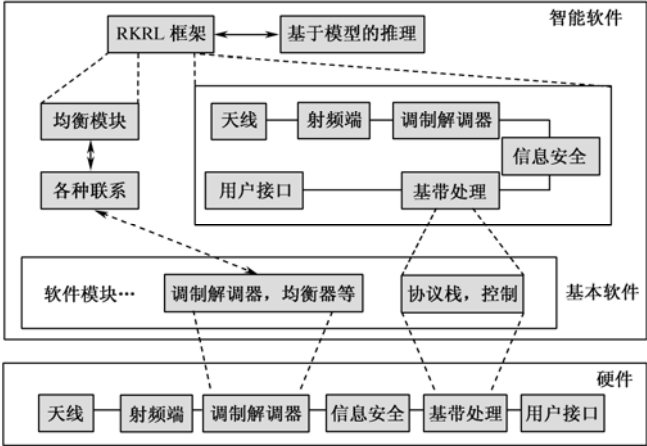


图2-2 理想认知无线电的结构

由理想 CR 的实现可见，其智能的核心是通过一种称为“无线电知识表达语言（RKRL）”来提高个人无线业务的灵活性。RKRL 语言是 Mitola 专为理想 CR 开发的一套语言。它与大多数的计算机语言，如规范描述语言（Specification and Description Language, SDL）、统一建模语言（Unified Modeling Language, UML）、接口定义语言（Interface Definition Language, IDL）等一样，用于表达相关的无线电知识。但 SDL、UML 等语言都是用于描述的计算机语言，要表达理想 CR 环境下的外部世界信息缺乏准确性和灵活性。RKRL 是一种标准的能够描述整个事件知识、计划和需求，对随机的数据交换进行动态定义的语言。它所包括的知识询问和操作语言（Knowledge Query and Manipulation Language, KQML）就是为了使内部知识的交换变得更加方便。

理想 CR 通过 RKRL 描述来理解、感知外部世界，并利用 RKRL 所描述的语义信息进行推理，获取潜在的有用信息。RKRL 描述的内容包括了无线方式、设备、软件模块、传输、网络、用户需求和根据用户的需求而自动配置的应用方式。通过 RKRL 这种标准语言，可动态定义 CR 系统突发的数据变换，其代理可以快速地通过操作相关协议使无线规则更好地满足用户需求，增强了系统的灵活性和反应能力。

基于以上分析，可以设想理想 CR 的几种可能应用场景：比如，一种可以从操作者的语音信号中感知其紧迫性从而据此自适应调整服务质量的军用无线电；一种能够聆听谈话的移动电话，若你对一个朋友提及将租车并驾驶出城，它可预先确定需要切换的基站等。但实现这样的应用还尚待时日，目前人们更为关注的是频谱感知认知无线电。

2.1.3 频谱感知认知无线电

相比 Mitola 的理想 CR，以 FCC 为代表的频谱感知 CR 主要侧重于感知射频环境，并根据一定的学习和决策算法，实时自适应地改变系统工作参数（如传输功率、载频、调制方式等）。

频谱感知 CR 的核心思想是：具有认知功能的 CR 用户通过智能感知频谱环境，自动搜寻并利用已分配给授权用户但未被占用的“频谱空穴”，实现与授权用户的频谱共享^[8,9]。这里首先统一基本术语如下所述。

频谱分为两类：

- 授权频谱（Licensed Spectrum）：被授权用户所拥有的频谱，授权用户需要为使用这些频谱支付费用。
- 非授权频谱（Unlicensed Spectrum）：免费给任何用户使用的频谱。

用户分为两类：

- 授权用户（Primary User）：拥有授权频谱的用户。在传统的固定频谱分配方式下，大部分通信用户都为授权用户，它们独占某些频段。
- CR 用户（Secondary User）：不拥有任何频段而利用空闲频谱进行通信的用户，CR 用户的设备必须支持 CR 功能。

网络分为两类：

- 授权网络：使用授权频段进行通信的网络，它们独占某些频段，现有的通信网络基本上都可称为授权网络，比如蜂窝通信网络和广播电视网络。
- CR 网络：不拥有任何频段，使用空闲频谱进行通信的网络。

空闲频谱（Vacant Spectrum，又称为 White Space、频谱空穴、频谱机会等）是在频率上、

时间上或空间上暂时空闲的频段，包括非授权频段和授权用户暂时未使用的授权频段。通常将频谱划分为多个信道，文中频谱与信道交叉使用。

要实现频谱感知 CR 的功能，CR 应当具备的两大基本功能是认知能力（Cognitive Capability）和重配置能力（Reconfigurability）。认知能力能够使 CR 与周围环境进行交互，进而决定适合的通信参数来适应无线环境；重配置能力能够不改变任何硬件部分而调整传输功率、载频、调制等发射参数。从认知方面来看，CR 看起来像信号处理和机器学习过程；从重配置方面来看，CR 看起来像软件无线电在执行通过认知能力获得的任务。

1. 认知功能

认知能力指获取或感知无线电环境信息的能力，该能力不仅包括监控一些感兴趣频段的功率，还要求获取无线电环境的时空变化并避免对其他用户的干扰。在该能力的基础上，特定时间或地点未被使用的部分频谱可以被发现，从而能够选择最合适的频谱和合理的工作参数。

与理想 CR 的认知环相对应，在频谱共享环境下，频谱感知 CR 的认知能力也可由一个认知环来体现，如图 2-3 所示。这个认知环主要包括以下 3 个步骤。

① 频谱感知：感知可用频带，发现频谱空穴并检测授权用户的再次出现。

② 频谱分析：对得到的频谱空穴进行分析，估计其特征。

③ 频谱决策：根据频谱特征和用户需求选择适当的频段。

一旦工作频段选定，通信可以在该频段上进行。由于无线环境的时空可变性，在通信过程中任何环境的变化都会触发认知环的循环执行。

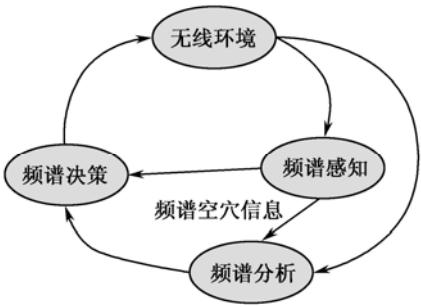


图2-3 频谱感知认知无线电的认知能力

2. 重配置功能

重配置能力是一种根据无线电环境动态编程调整传输工作参数但并不改变硬件组成的能力。可重配置的参数主要有

- 工作频段：CR 可基于认知环境的信息，改变并选择最适合工作的频谱。
- 调制：CR 可根据用户需求和信道环境自适应选择调制机制。
- 传输功率：CR 的传输功率可以在功率限制内重新配置。

频谱感知 CR 通过提供认知和重配置功能，理论上允许在时间、频率以及空间上进行多维的频谱复用，从而大大降低频谱和带宽的限制对无线技术发展的束缚，因此这一技术被预言为未来最热门的无线技术。接下来全书将主要针对频谱感知 CR 进行讲述。若不作特殊说明，下文中的 CR 均指频谱感知 CR。

2.1.4 认知无线电的物理实现

1. CR收发机的基本物理结构

要实现 CR 的认知和可重配置两大基本功能，需要其相应的物理结构支撑。概括地讲，CR 收发机的基本物理结构如图 2-4 所示。

由图 2-4 可见，CR 收发机的主要组成部分是射频前端和基带处理单元，每部分都可以通过控制总线进行重配置以适应实时改变的射频环境。射频前端对接收到的信号进行放大、混频和模/数转换 (A/D)，基带处理单元对信号进行调制/解调和编码/解码。基带处理单元本质上与现存的通信系统是相像的，CR 的独特之处就在于射频前端具有宽带感知能力。这种功能与宽带天线、功率放大器、自适应滤波器等射频硬件技术息息相关。CR 的射频硬件应该能够对大范围频谱的任意一部分进行调谐，同时这样的频谱感知也应该能够对频谱信息进行实时度量。CR 的宽带射频前端的结构如图 2-5 所示，主要包括

- 射频滤波器 (RF filter)：对接收到的射频信号进行带通滤波来选择所需的频带。
- 低噪放大器 (Low Noise Amplifier, LNA)：放大信号，同时降低噪声。
- 混频器 (Mixer)：将接收到的信号与本地产生的射频进行混频并转换成中频或基带频率。
- 电压转换振荡器 (Voltage-Controlled Oscillator, VCO)：产生一个具有给定电压的特定频率的信号与接收信号进行混合。
- 锁相环 (Phase Locked Loop, PLL)：确保信号能够锁定在某一特定频率上。
- 信道选择滤波器 (Channel Selection Filter)：用来选择需要的信道并拒绝相邻的信道。
- 自动增益控制 (Automatic Gain Control, AGC)：在大带宽范围内（输入信号带宽水准）稳定放大器的输出功率。

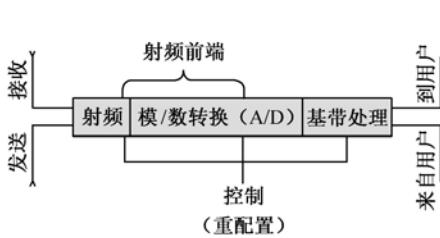


图2-4 CR收发机的基本物理结构

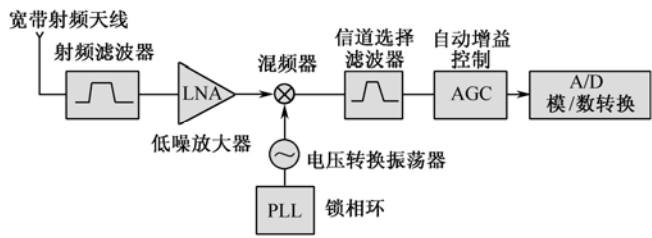


图2-5 CR宽带射频前端结构

2. CR收发机的物理实现

CR 收发机在具体实现时需要考虑其独特的认知功能——频谱感知。目前实现频谱感知面临的主要挑战是射频前端对宽带信号的检测应达到足够的灵敏度。首先不同网络的授权用户对接收机灵敏度的需求是不同的。例如，由于电视信号比全球定位系统 (Global Positioning System, GPS) 信号容易检测得多，因此电视信号接收机的灵敏度要比 GPS 接收机低得多。其次，由于无线电环境是不断变化的，授权用户的终端类型、传输损耗和干扰都不同，因此 CR 接收机的灵敏度要高于授权用户接收机的灵敏度，一般来说要高出 30~40 dB^[10]。这样，

即使在最坏的情况下，例如，CR 接收机被屏蔽，或者处于比较严重的多径干扰环境中，或者处于传输损耗非常高的建筑物中，CR 接收机也能检测出其周围的授权用户，从而避免与这些用户发生频谱竞争。

为实现高灵敏度的频谱感知，采用图 2-5 中的宽带射频前端结构，要求射频前端接收宽带信号，高速模/数转换器对其进行抽样，同时也对同频段中授权用户的信号进行度量。然而，在研发 CR 宽带射频前端时有一些限制，宽带射频天线要通过工作在不同功率水准、不同带宽和位置的发射机接收信号，因此，宽带射频前端必须具有从大范围动态频域中检测微弱信号的能力。这就需要一个高分辨率的高速模/数转换器（位宽至少为 14），而这在目前是无法实现的。

一种可能的实现思路是在模/数（A/D）转换之前通过一个凹槽滤波器将最强信号过滤出去，从而缩小信号的动态频谱范围^[10]，如图 2-6 所示。但若想在频带的任何地方都可以对强的授权用户信号定位，则需要一个可调凹槽滤波器。通常这种可调滤波器过于复杂，实现困难。

另外一种可供选择的减少动态范围的方法是使用多天线技术在空域中过滤信号，而不是在频域中。多天线技术能够通过波束成形（Beamforming）技术，使用天线阵列可以对信号进行选择性的接收或抑制^[11]。具有天线阵列的 CR 宽带射频前端结构如图 2-7 所示。首先使用多天线接收的信号必须要在进行 A/D 转换之前组合起来，使得信号先在模拟域内进行多天线处理，而后进入自动增益控制电路（AGC），该电路对动态范围已减少的信号进行适当放大，以使 A/D 转换器的位宽能被最好地利用。

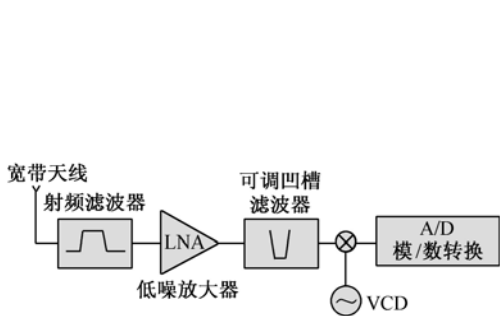


图 2-6 具有可调凹槽滤波器的 CR 宽带射频前端结构

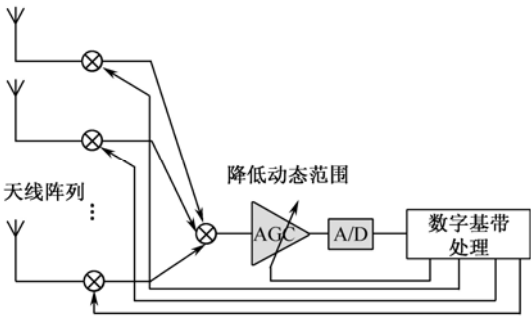


图 2-7 具有天线阵列的 CR 宽带射频前端结构

2.1.5 认知无线电在无线通信中的应用

CR 作为一种智能无线电，具有知识、感知、学习和适应等众多特点，能够以最优方式应用其无线电能力。基于这些智能性特点，CR 在无线通信中的应用可大致分为两类，一类是改善现有无线网络的全部或者部分系统性能，如通过优化无线资源来提高通信质量等；另一类是建立全新的智能无线网络，为用户提供智能服务。本节主要从这两方面介绍 CR 在无线通信中的应用，以及实现这些应用所面临的主要挑战^[12]。

1. 优化无线资源

传统的无线资源主要包括频谱、硬件/软件、网络基础设施以及功率等。引入 CR 功能后，增加了一种新的无线资源——知识。为提高通信质量，除了对这些无线资源进行优化外，CR

在干扰抑制、链路自适应等经典无线课题中的应用也值得关注。下面分别论述 CR 在优化无线资源方面的主要应用。

(1) 知识

知识是 CR 为提高无线通信质量而开发的一种重要资源, 包含了一条通信链路上各个通信节点的信息。例如, 通信节点的硬件/软件的配置和性能参量、网络基础设施、功率以及频谱等可视为知识; 信道相关信息, 如链路质量、信噪比以及信道衰落参数等的测量值与预测值也可以称为知识; 类似地, 用户喜好、位置、生物指标 (如指纹、声音、眼纹等) 方面的信息也是知识的重要组成部分。

近几年, 传统的无线系统通过各种自适应技术研究了对上述部分知识的利用。然而, CR 技术的出现将带来知识应用方面的革命性改变。CR 在知识方面的应用主要是对各种参数的感知、跟踪其变化并且采用适当的行动。为了获取知识参数, CR 用户能够通过查表、从中央/半中央的数据库下载以及软件升级等方式实现, 也可对参数进行实时/非实时的感知。CR 在知识应用中的一些例子如下:

① 获取信道衰落特性、信道噪声、干扰水平以及纠错能力等知识, 有利于选择适当的前向纠错方案、交织长度、调制阶数和类型等, 从而能够减小干扰, 提高信号质量和数据传输速率。

② 获取多维信道空间选择性知识, 用于调整各种参数, 如利用频率选择性知识可以调整信道均衡抽头数、时间选择性知识可用于信道跟踪技术、空间选择性知识可带来多天线负载参量的调整等。

③ 获取传输业务类型知识, 帮助确定最适当的信源编码技术, 如语音、数据、文本、视频、音频或者图像等。

④ 获取网络知识如可用路由、可用桥节点和节点的协议状态等, 能够降低网络延时, 最大程度地减少网络的使用, 并且提供基于异构网络的不间断通信。

⑤ 根据已有信息进行推理和预测以获得更多的知识, 例如, 利用 GPS 信息预测信道特征参数, 可在减少信道相关信息传输的同时增加数据率。

(2) 硬件/软件

硬件/软件可代表无线链路中单个节点的硬件/软件资源。为了增强通信质量, CR 对该资源的智能利用主要分为基于 SDR 和非 SDR 两个方面。

① 基于 SDR 的 CR 应用: 如通过更新软件来实现硬件的升级, 从而减少硬件的更换, 降低成本, 并能灵活提供更多的应用; 通过产生适当的波形实现在任意频段内运行的硬件配置, 一旦一个新的或更适合的频谱被感知并接入, CR 可以根据频谱决策结果切换到新的频谱上, 并调整自身信号参数 (如信号带宽、频率、调制和编码), 以改善信道衰减特性并降低干扰影响, 提高信号质量。

② 基于非 SDR 的 CR 应用: 主要体现为硬件的自我诊断和修复。CR 能够自动测量硬件的使用程度、检测损伤、修复单个节点的硬件故障, 从而优化硬件资源的使用。

(3) 功率

CR 优化功率资源来提高无线网络通信质量的应用主要体现在以下几个方面。

① 自适应功率控制: 传统功率控制大多是规则驱动并存在确定的功率限制。CR 应用的目标是在满足 FCC 频谱屏蔽要求和干扰控制的前提下, 能够根据链路质量调整功率至任意水平而不受限制。

② 智能优化功率资源：保证高优先级传输有足够的功率，CR 可停用低优先级的工作（如连续的频谱检测和合作感知），或者当功率水平到达规定的紧急阈值时通知用户；CR 还可以只在音频或者图像发生变化时进行传输，例如，婴儿监控器只在婴儿哭或者动的时候传输信息以节省功率。

③ 自适应路由机制：在 Ad Hoc 等多跳网络中，CR 使得路由协议可以通过掌握其他节点的可用功率情况，以采取相应的路由机制。

（4）频谱

CR 通过动态的频谱感知、接入和管理，可实现对频谱资源的“二次利用”。经过频谱资源的优化，CR 不仅能够利用感知到的可用频谱提供无处不在的连接，还能够切换到新的频谱，达到降低干扰和获取更好 SNR 的目的，从而增强用户容量，提供更高的数据速率。这样，CR 可以有效减少由频谱短缺而引起的无线通信故障，提高频谱利用率。

（5）网络

网络包括无线链路中收发双方及其中间实体的所有硬件/软件资源。CR 对某一特定链路上网络资源的优化可依赖单个或多个节点来实现。

CR 通过在单个节点上进行跨层优化、网络学习等操作，能够影响整个网络的性能。跨层优化涉及多个协议栈功能的联合优化，CR 能够智能监测其协议栈并且根据应用、网络及其他需求调整其协议的组成；网络学习是利用网络知识来重配置网络参量，当网络拥塞时能够处理并优化多个应用，从而提高网络容量。

CR 在多个节点上实现的网络资源优化主要有路由优化、拓扑变换、网络安全、网络的自我诊断/修复、软件升级等。

（6）干扰

在无线通信中，干扰制约了通信在用户、网络、频谱、空间、时间以及地理覆盖能力等方面的无限扩张，是一个重要的课题。CR 能够有效降低自干扰、用户间干扰以及频谱共享干扰等，有利于提供一个强有力的低干扰或无干扰的通信系统。

① 自干扰：主要是指由于无线信道的多径衰落特征所导致的干扰，包括码间干扰（Inter Symbol Interference, ISI）、载波间干扰（Inter Carrier Interference, ICI）等。CR 能够基于动态感知到的信道频率选择性和时间选择性知识来调整其发射机/接收机参数，有效对抗 ISI 和 ICI。

② 用户间干扰：在多用户环境中，用户间干扰主要有同频干扰、邻频干扰和窄带干扰等多种类型。CR 可采用自适应功率控制、自适应波束成形以及灵活的频谱切换等技术来抑制或消除用户间干扰。

③ 频谱共享干扰：在频谱共享环境中，对授权用户的检测需要基于多个参量，如 SNR、信道衰落参数、频谱利用统计值以及地理位置等。CR 能够智能感知授权用户的出现，并动态调整 CR 用户行为参数，从而避免 CR 用户与授权用户之间各种可能的干扰。

（7）链路自适应

无线通信中的链路包括发射机、接收机以及无线信道。影响链路的因素有无线电环境、移动性、数据速率、可用的频谱、网络以及个人应用需求等。针对这些因素，CR 根据感知和智能推理得到的信道特征、业务类型、可用频谱以及网络等知识，采用自适应的信源编码、信道编码、调制方式、载波频率选择、射频组件以及传输参数等各种技术来处理，甚至可以根据用户的喜好和习惯等进行调整，以得到预期的链路质量。

此外，链路自适应技术还可与动态无线资源管理相结合来提高无线资源利用率。例如，自适应调制编码结合频谱切换等算法可带来更智能的切换策略。当然，这需要 CR 进行多个性能参数的联合优化，为无线网络带来更先进的自适应性。

2. 提供智能服务

基于 CR 的智能无线网络可实现任何维度无限制的无线通信，即无处不在的连接能够超越异构网络、频谱多样性、各种地域界限以及不同的通信规则与管制政策等多种限制，构成最高级的自适应系统。从目前的技术发展水平来看，尽管这种理想的智能网络还难以实现，但 CR 所具备的频谱捷变以及协议独立等特点，使得构建多频段环境下提供无缝系统操作的 SDR 平台成为可能，从而为智能服务带来潜在的解决方案。下面分别举例介绍 CR 在个人服务、公共服务及军事方面的应用。

(1) 个人服务

① 家庭办公环境：目前在家里高效率工作的需求越来越迫切，家庭与办公室间的界限正在逐渐消失。例如，一个办公室职员可能更希望在早上离开家前参加一个办公室会议，这就需要通过访问局域网建立通信连接。与此同时，相邻用户可以因为类似的或其他原因访问无线局域网。为了避免这个高峰时期的堵塞，CR 能够找出可用的频谱空穴并利用它。这些可用频谱可能属于公共安全（如消防或公安部门）服务系统。如果接入点是在人口较少地区，频谱空穴可能是电视频带。认知能力可以为信息传输提供合适的带宽，并且选择合适的调制、编码技术以实现利用频谱空穴的最佳的无线通信。相比较，传统无线电在同样的情况下不能够在接入拥挤时提供通信，这就意味着这个办公室职员将牺牲掉他的晨间会议。

② 学校环境：当小孩开始上学后，安全成为一个主要问题。可以在孩子身上安装短程跟踪装置，中央控制可以安装在家里或老师的办公室中。认知跟踪节点可以智能捕捉孩子的位置信息。当孩子离开指定的范围时，认知传感器可以立即向基地传送消息。这样家长或老师就可以采取相关措施。认知跟踪节点也可以根据行为的变化，如哭或尖叫，配备相应的应急通道。

③ 办公室环境：在办公室环境中，CR 可以根据预先设定的优先级优先连接某个无线网络。例如，CEO 会议可以在网络连接或可用频谱占用上获得较高优先级。优先级可以在网络初始化时设置，也可以随中央控制定期升级。每个无线工作站都可以与中央控制联系并且下载优先级列表。连接的网络和频谱接口可以随时间、地点、空间或职工等级的不同而不同。

④ 通信环境，例如：

(a) 通信位置的认知。对一个通信连接或者移动路径的位置或周围环境的勘测有助于改善通信质量。CR 可以利用射频信号、网络信息、设备/系统资源、遥感参数/数值以及 GPS 信息对系统或设备地理定位。一旦确定了位置，信息将被传送到中央控制以检索针对特定位置的信道信息，CR 利用这些信息来改善通信质量。

(b) 无缝切换。高效率切换机制对于不间断通信和避免出现在手机通话时丢失来电来说是必须的。切换可分为预测切换和非预测切换。预测切换是指预先确定切换情况然后采取适当的行动以高效处理。具有 GPS 能力的移动认知装置既可以在现有的网络类型中选择更好的小区，也可以在移动的当前路径中选择一个可用的完全不同的网络。非预测切换是指在一些切换过程中存在不可预测行为。CR 可以利用智能机制来处理这种情况。

(c) 跨境漫游。CR 允许用户在政策及规章制度不同的地区间漫游，并且能够与各个运营商协商建立成本最低的连接。

(d) QoS 及其管理。不同应用系统间 QoS 要求是不同的。满足特殊 QoS 要求的认知功能包括：高优先级的连接，例如当有一个电话接进时减少流动音频；CR 还可以根据链路质量的变化以及电池能量的减少智能地降低所提供的服务级别。

(e) 与现存的非认知服务建立连接。CR 的一个很显著的特点就是能够在任何网络及任何可用的服务中运行，哪怕这个网络和服务是非认知的。在需要的时候，CR 可以扫描周围环境以获得可用的网络和服务，并且动态地选择合适的网络和服务。

⑤ 人机交互环境：基于 CR 的人机交互最初是由 Mitola 博士提出的^[25]，主要指通信设备与用户间自发的相互作用。任何人（如某个手机使用者）、任何动物（如一只携带着传感器的鸟）、任何植物（如亚马逊丛林里的一棵珍贵的树）或者任何其他无线节点都可以被定义为一个通信连接里的“用户”。主要的应用如下：

(a) 用户验证。CR 可以识别每个用户的唯一身份。对于人，这种用户验证包括声音、指纹、DNA 以及眼睛视网膜识别；对于动物，用户验证则是指 DNA 和物种特征的识别，例如斑马身上的条纹识别。在初始化状态，认知的学习功能会使特定的无线节点去探测用户的唯一 ID。

(b) 用户情绪。CR 可以通过声压级别识别用户的情绪，例如生气、快乐、悲伤以及害怕，从而采取适当的行动。例如，如果一个人处于惊恐之中时，CR 可以检测到害怕情绪并且自动拨打“119”。

(c) 噪音消除。认知发送器和接收器都可以检测出信道失真从而在接收方获得理想的信号质量。但是由于耳边周围环境里的噪音，接收到的信号并不一定能清晰地送入用户的耳朵。CR 可以探测出接收器周围环境中的噪音，并且动态提供噪音消除技术以改变、调整、维持理想的信号质量。

(d) 用户习惯。在初始化状态，CR 可以学习到用户的周期性习惯方面的知识，例如手机上最常拨的号码、最常访问的网站以及最常去的地方。CR 可以利用所获得的关于用户习惯方面的知识在无线电通信中做出最佳选择。一旦感知到这些习惯的任何变化，CR 便会学习新的习惯并适应它。典型的例子是，在通信的过程中，CR 将用户日常出行路线周围的环境因素考虑进去，以提供理想的信号质量。

要想实现完全适应用户习惯的目标，还有很长的一段路要走。作为迈向目标的中间一步，当前的人机交互可以进一步简化，以减少在通信设备与用户间输入/输出(I/O)的庞大数据^[22]。一些与用户习惯相关的自主 CR 任务包括学习和适应用户的日常工作并且调整 I/O 序列以修正。CR 可以通过智能分拣自动通知用户一些高优先级的消息，同时过滤掉一些不太重要的信息。通知可以通过音频/振动、文字及图像的方法实现。例如，通过计算当前用户与另一端用户的平均通话时间，CR 可以根据当前的迹象和网络情况通知用户可能会丢失的电话。

(2) 公共服务

CR 能够给目前的公共安全及灾难应急系统的处理能力带来根本的改善。下面讲述一些主要的应用。

① 应急管理或灾区重建：通信对于开展应急和救灾行动是至关重要的。近年来，经验证明，通信系统往往在人们急需时不能满足要求。原因一方面可能是部分或全部通信系统设施的崩溃、极端环境条件的改变以及其他因素，例如，不可抗干扰的存在以及异构组件之间无法通信等，CR 可以在发生灾情时解决这些问题。又如，当电力系统或网络基础架构等无

线通信设备被毁坏时，CR 可以搜集呼叫阻塞率的数据，调整其运行参数以提供一个自组织连接，与其覆盖范围外的设备取得联系，将在很大程度上克服由于通信设施的损坏而引起的通信失败。另一方面，建筑物倒塌、气象灾害、大气粉尘等将会导致无线传输信道改变并严重恶化，CR 基于无线信道模型知识，可以利用感知能力识别相应的环境，进而调整 SDR 参数，将无线通信失败降到最低。此外，考虑到信号的穿透特性，在灾区环境中，CR 可以在不同频谱间切换，以确保求助或救援信号的传达。可见，CR 能够在各种网络和频谱中建立并保持通信，确保在公共安全和应急救援中实现不间断的通信连接。

② 消防服务：消防人员在许多灾害现场都扮演着十分重要的角色。野外灭火、结构防火、损坏控制、救助作业、净化行动以及禁区（由于火灾相关灾害）的安全管理都是他们的职责。通信需求将因环境及情况的不同而不同。例如，在野外陆地救火时，无线设备需要能够覆盖广阔的陆地范围，并且自动识别可用的通信连接；野火蔓延很快并且会由于物理条件（如风）的变化而改变方向。这种多变的特性需要快速的行动以及消防队员间的合作；视频/音频会议和快速数据传输以及无线系统的视频流能力可以在控制中心帮助监视现场作业；环境和人员的数据，例如，温度、风速及方向，以及消防员的数量，对野外灭火来说也是十分重要的。同样地，结构和环境数据，例如，楼房的 3D 模型、消防栓的位置、居民信息、引擎温度以及水压，对结构灭火来说是十分重要的。这些信息需要通过不利（如风、高温和潮湿）的无线信道以可靠高效的方式传送给消防员和救援人员。在灭火过程中 CR 可以帮助解决绝大多数甚至上面提到的所有问题。

③ 搜索和救援：在一个典型的搜救环境中，CR 能够将救援人员和被困者在没有中央控制的情况下建立通信。CR 的 GPS 功能在需要准确检测救援人员位置时能派上用场。与此同时，如果可用频谱空穴中的一个特殊信道用于短距离通信，这个信道对于被困者来说就像一盏明灯，救援队员能够发现这盏明灯从而找到被困者。

④ 采矿业：CR 可以选择适当的波形并且应用其他技术在井下人员与外界人员间建立不间断的无线通信，以减少煤矿事故。

⑤ 预防犯罪：警察局和联邦调查局等政府的预防犯罪部门在使用 CR 后会十分受益。这些部门命令的执行主要依据为刑事鉴定和调查建立的公共安全档案信息。这种信息可能包括被盗物品（如枪支、汽车、卡车、磁轨及工业器械）、嫌疑人指纹、图片、嫌疑人照片等档案以及犯罪历史档案。除了信息本身，确保安全可靠地传送信息而不会被未经授权的人得到或中断传输也是至关重要的。当前的无线通信应用无法提供这种先进的服务，但是 CR 可以。

此外，CR 在交通、医疗和环境方面也具有很大的应用潜力。

① 交通控制：交通是一个大问题，尤其在早上和晚间的繁忙时段，当地的交通控制中心可以向司机发送拥挤路段、预计交通延时，以及备选路线等信息。交通信息可以通过每个信息位置的认知传感器搜集，从而自行或通过控制中心做出适当的决策。认知智能也可以应用到交通灯本身，根据每个方向的交通量调整红绿灯的时间。

② 医疗应用：CR 的应用可以给医疗和生物医学工程领域带来革新。例如，在医院里，一个新生的婴儿需要由他的母亲亲自识别。一旦任何一个婴儿被医院工作人员识别错误，那么就很容易出现错交婴儿的情况。为了避免这种不幸情况的发生，可以在婴儿身上贴一个认知无线标签，与系在母亲手腕上的标签相呼应。这样即使出现无线标签搞混这种最坏的情况，也可以利用指纹甚至视网膜扫描来为婴儿找到正确的母亲。认知无线标签在婴儿被带出预先设定区域（比如医院的婴儿房）时，会智能地通知母亲。此外，对于成年患者，医院可以给每个人提供一个人认知 ID 标签，以便医院的控制中心可以利用、存储、更新每个病人的

信息并且跟踪其变化。认知 ID 标签可以记录病人的生命特征，并且在探测到异常时智能地通知其主治医生。病人携带的远距离标签可以监视其行为并且在病人离开医院时提交信息给医生。CR 在医疗领域还有很多特殊的应用值得关注，这里讲述其中一些。

(a) 紧急医疗服务：紧急医疗服务是向公众提供的，主要有两个阶段。首先，通过该区域的机动医疗人员和设备（如救护车或其他机动车辆）将病人带入医疗机构（如大城市医院），能够加强医疗救助的受控环境。现代医疗领域的进步为高级别的医疗救助提供了紧急服务的能力。移动医护人员无线系统可以协助传输病人的信息给受控环境。这种信息传输需要足够的带宽，并且可能包括移动单元内的医疗设备收集的視頻和声音。用快速而可靠的方式传送信息以便受控环境在病人到达前做好特殊准备是十分重要的。然后，在医疗程序需要紧急支援时，可以向受控环境内的专家医生求助。同样重要的是，在无线设备传输信息时必须保证敏感医疗设备的运行不受干扰或阻断。CR 可以有效帮助紧急医疗服务，减轻医疗人员的负担，救助人的生命。

(b) 生物医学工程：生物医学工程是指将电子设备嵌入人体或附在人体外来监测体内异常并在必要时传输监测信息。CR 能够智能地探测人体内的病变组织或血细胞并反馈给医生。

(c) 帮助失明人士：CR 在帮助失明人士方面扮演着重要的角色。通常情况下，狗和白色棍棒被用来帮助盲人。CR 可以取代这些导盲物，帮助盲人寻找出行的安全区域、过马路的安全时间以及从家到商店、工作单位或其他地方的路径。根据盲人的日常活动，CR 可以调整自己以提供最准确的引导。这些日常习惯和活动可能也适用于其他失明人士，CR 可以根据不同盲人的需要自定义。

③ 环境应用，例如：

(a) 天气预报。很久以来，都是用传感器和传感网络来探测天气参数，如温度、风速、气压以及湿度。如果这些传感器具备了认知能力，它们就可以在不需要人为干预的情况下互相沟通。这样传感器可以自行探测、搜集、分享信息以达到最佳性能。当搜集完需要的数据后，可以通过离气象站最近的传感器传送给控制中心以实现最佳的能量使用、最优化的网络使用以及最小延时。

(b) 濒危物种习性的研究。人口的持续增长以及人们寻求新发展的需要加速了野生动物栖息地的毁灭，许多动物被列入濒危名单。环境科学家们开展了了解这些动物习性与生命周期的研究项目。无线技术尤其是认知传感器在追踪这些物种的生活习性方面有着广泛的应用。例如，在热带雨林这样的环境恶劣地区研究动物习性一般会很烦琐。CR 可以用来追踪动物从出生到会爬，到繁殖，一直到死亡的全过程，从而智能搜集信息并传送给科学家。

(c) 空气污染控制。检验空气中的杂质是保护人类健康的一个主要措施。CR 能够评测空气中的杂质、检索各种污染相关数据并在极限值超过预先设定的安全阈值时通知环保局。

(d) 全球变暖。全球变暖再次成为激烈讨论的话题。由于工业、交通及其他污染源造成的环境污染越来越多，环境科学家主要关心的是造成海洋平面上升的极地冰盖的融化问题，这会减少各种野生生命的数量。评估这一灾难情势、估计预防措施、跟踪这种天气模式和地理变化是很有必要的。这时候可以使用一些先进的能够自我掌控的设备，如 CR。

(3) 军事方面

目前在 CR 的所有应用中，军事也许是最重要的领域之一。在这个领域里 CR 的各方面都得到了应用。SDR、SPEAKeasy、联合战术无线电系统（JTRS）都采用了 CR 的概念。此外，CR 在干扰和反干扰领域也具有重要的应用价值。

对于现代军队来说，建立通信和摧毁敌方通信都是十分重要的。一方面，在战争中制造适当的干扰来破坏敌方的通信是十分必要的。部署一个有效的干扰装置需要知道敌方的波形，以便在拥有足够的能量时干扰信号能够在适当的位置破坏敌方的通信。另一方面，针对敌方的干扰保护我方的通信也是十分必要的。这需要识别和定位干扰信号，同时伪装我方的通信信号，从而使得干扰信号的影响降到最低。例如，窄带干扰（或者人为干扰）消除、部署自适应跳频等都需要干扰信号的各种信息（以及状态）。在设置干扰以及保护我方信号不受敌方干扰方面，当前的工具和技术有着很大的限制。这两个功能的实现需要战场中无线电的认知能力以及识别敌人传输波形（信号/干扰）的能力。盲信号的识别以及在空中捕捉的任意无线电信号参数的提取对于成功实现这两个目标极其重要。CR 能够协调一系列设备工作从而刺激消除干扰的行动并且调整波形以避免军事战场中故意提供的干扰。CR 可以识别信号类型（如多载波还是单载波信号、是否跳频、是否为码分多址、宽带还是窄带等）、信号调制（如正交调幅、OFDM、自适应相对固定调制等）、占用带宽、载波频率、选定频段的信号数，还可以从捕捉的敌方信号中估计无线电资源（敌人的干扰或信号）的地理位置。

3. 应用面临的挑战

如上所述，CR 在无线领域具有无限的应用潜力，但与此同时，CR 所面临的挑战也相当复杂。

① 首要面临的挑战是感知频谱空穴。若将信噪比作为频谱可用性的唯一决定因素，很可能会出现检测错误。另外，CR 用户需要在授权用户再次出现时立即返还频谱，识别频谱切换与处理所需要的时间也很具挑战性。

② CR 用户可能会在不同时间/地点接入频谱并传输信号，频谱管理任务复杂。例如，评估可用频谱是否当前传输需求，以及从多个可得频谱中选择合适的频带等。

③ 在同一个频带内同时存在多个用户时（如 ISM 频带内的多个用户），需要控制每个用户传输信号的功率级别以减少不必要的干扰。在这种情况下，还必须采用加密和编码技术来确保信息的隐私保护。

④ 在网络方面，也有许多问题需要考虑。最佳路由的确定与维护、高效的网络队列管理、控制信道的建立以及跨层优化等都是极大的挑战。CR 用户的移动性也增加了动态网络配置的挑战。此外，对 CR 用户机会频谱使用的计费也是一个大问题。授权频谱服务是通过一个预先建立的计费机制提供给消费者。为了避免频谱不必要的开发以及减少对授权用户的不公平，现存的价格机制需要对 CR 用户的使用出台一系列规则。

⑤ 随着认知智能应用的增加，硬件复杂性也急剧增加。因此，硬件设备的能力及复杂性可能会对 CR 应用的实现带来很大困难。SDR 或许是解决该问题的第一步。此外，为了实现跨越地理范围的无处不在的连接，CR 用户还需要动态地遵守地理疆界之间政策与规定的变化。

⑥ 认知无线电的实现，使得我们日常生活中的无线通信更加舒适便捷。然而还值得注意的是，使用如此多数量和种类的无线电设备可能会对我们的健康造成一定的伤害。为了解决这些与健康有关的问题，还需要开展更多相关的医学研究，使 CR 能够更好地造福人类。

2.2 认知无线网络

随着认知无线电（CR）技术的发展，组建认知无线网络（Cognitive Radio Network，

CRN) 已势在必行。CRN 因其具有动态、灵活、智能地使用频谱资源, 提高频谱利用率的特点, 得到了广泛的关注。目前学术界和工业界已提出了一些针对不同应用和环境的 CRN, 下面将简要介绍一些具有代表性的现存 CRN。

2.2.1 现存认知无线网络

1. Spectrum Pooling

Mitola 在其发表于 1999 年的一篇论文中首次提出了频谱共享池 (Spectrum Pooling) 的概念^[12]。之后, 此概念受到了德国 Karlsruhe 大学 Fiedrich Jondral 教授的关注, 他领导的研究组在德国联邦研究和技术部移动通信项目的资助下, 开展了频谱共享池相关技术的研究^[13]。频谱共享池是一个基于 OFDM 的中心控制的动态频谱接入系统, 该系统架构包括基站和移动用户, 研究的应用场景主要集中在 OFDM 无线局域网和 GSM 网络的频谱资源动态共享。频谱池系统通过特殊设计的帧结构执行可用频谱资源的感知; 利用 OFDM 可以置零特定的子载波, 从而避免干扰。目前关于频谱共享池的研究为 CR 思想迈向现实应用提供了一个可供借鉴的实例, 但是, 没有考虑很多实现的关键技术研究, 如频谱池系统中 OFDM 的信道估计与预测、信道编/译码和多天线对系统的影响, 也没有提供链路级和系统级的性能结果, 尤其是没有考虑分布式控制下的频谱池系统。

2. CORVUS

Berkley 大学的 R.W Brodersen 教授领导的 CR 工作组提出了 CORVUS 体系结构^[14], 并给出了这一体系结构基本的应用场景, 描述了评估系统性能的参数和粗略的系统协议功能体系。CORVUS 系统结构与上述的频谱共享池系统结构非常类似, 只是通过用户分组放宽了对中心控制的要求, 通过组内控制信道协调组内用户的动态频谱使用; 通过通用控制信道协调组间的动态频谱分配。目前, 该系统现正开发测试床 (Test-bed) 以评估 PHY 层和 MAC 层的性能。

3. OCRA

OCRA^[15] (OFDM-based Cognitive RAdio) 是美国乔治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology, GIT) 宽带和无线网络实验室 Ian F.Akyildiz 教授等人提出的基于 OFDM 的动态频谱网络架构。该架构考虑了所有异构网络的部署场景, 研究了针对基于 OFDM 的动态频谱接入的跨层操作, 并针对频谱决策和切换提出了基于 OFDM 的新的频谱管理概念, 同时考虑了联合重新路由和频谱切换的路由范例 (Paradigm)。通过双模频谱共享框架, OCRA 网络允许用户进行协调并接入现有网络。OCRA 网络同时引入了多频谱传送 (Multi-spectrum Transport) 技术来利用非连续 (Non-contiguous) 的可用无线频谱提供高质量通信。目前, Ian F.Akyildiz 教授等人正基于 IEEE 802.11a/g 技术开发测试床, 评估 OCRA 网络的性能。

4. UWAN

美国 TI 公司 B.Krenik 等人提出的 UWAN (Unlicensed Wide Area Networks)^[16,17] 系统类似于蜂窝通信系统, 差别在于基站维持了一个实时数据库, 每个用户设备必须向基站报告自己的

各种实时信息，如准确位置、传输能量、传输带宽、调制方式和信噪比等，这些信息就保存在基站的实时数据库中。基站之间可以通过通信信道实现数据库的共享，这样基站就能准确地掌握整个蜂窝的频谱使用情况。在 UWAN 系统中，用户不需要感知周围环境，只需要向基站报告自己的实时信息，克服了频谱感知的困难；授权用户可以在所有时间内维持对自己频谱的完全控制。但这种系统要求每个设备必须定期向基站报告自己的各种信息，而很多授权用户设备并不具备这种功能。另外，基站的负载很大，很可能成为系统性能的瓶颈。

5. Nautilus

微软亚洲研究院目前正在进行 Nautilus^[18]项目的研究，其目的是提出一个分布式、可伸缩且有效协调的开放频谱接入 Ad Hoc 网络框架，该框架可以不依靠预先定义的公共信道进行业务控制就能处理频谱的异构性（Heterogeneity）。基于该框架，提出了一些基于图着色的频谱分配算法。当前，Nautilus 项目的重点在于考虑用所提的分布式协调框架如何选择最好的信道传输数据。

6. DIMSUMnet

泛在移动网络动态智能频谱管理（Dynamic Intelligent Management of Spectrum for Ubiquitous Mobile network, DIMSUMnet）^[19]是 Lucent Bell 实验室和 Stevens 理工学院的研究人员提出的网络体系结构。DIMSUMnet 利用协调接入频段（Coordinated Access Band, CAB）提高频谱的接入效率和公平性，通过频谱统计复用接入（Statistically Multiplexed Access, SMA）提高频谱的利用率。此外，DIMSUMnet 的一个重要思想是引入了中心控制、区域网络级的频谱经纪人（Spectrum Broker）机制，从而在降低系统复杂度和灵活性需求的同时提高了频谱的利用率。目前，DIMSUMnet 的研究集中在两个方面：一是通过对现有 CDMA 和 GSM 蜂窝网络频谱利用率大量的测量来研究通过协调动态频谱接入提高频谱利用效率的可能性；二是研究宏蜂窝网络场景下频谱定价和分配算法。

7. neXt Generation（XG）

美国国防部高级研究计划署（DARPA）于 2003 年成立了下一代（XG）通信计划项目^[20]，其目的在于使美国军用通信设备能够检测环境的变化，并根据所处环境的频谱管理政策选择适当的频谱。其中，实现灵活的频谱分配是 XG 计划的主要目标之一，如何检测并描述无线电环境，辨认可用频谱以及合理分配频谱构成了整个 XG 计划频谱共享研究的核心。目前该项目着眼于开发 CR 的实际标准和动态频谱管理标准，将研制和开发频谱捷变无线电，这些无线电台在使用法规范围内，可以动态自适应变化的无线环境，在不干扰其他正常工作无线电台的前提下，使可接入的频谱范围扩大近 10 倍。

8. End to End Reconfigurability（E2R）

E2R^[21]是欧洲委员会第六框架项目的一个综合性项目。该项目以“Evolution of Radio Resource and Spectrum Management”为主题，针对多种无线接入系统（蜂窝、WLAN、DVB 等）共存环境下的 CR 作了三个方面的研究：动态网络规划管理（Dynamic Network Planning and Management, DNPM）、高级频谱管理（Advanced Spectrum Management, ASM）和联合

资源管理 (Joint Radio Resource Management, JRRM)。从频谱管理的角度来看, DRiVE/OverDRiVE 项目提出了初始的动态频谱分配方法和技术, 而 E2R 则从以下几个方面进行了扩展: 考虑通过博弈论和微观经济学方法作为频谱协商和动态分配的机制; 同时考虑数据和视频业务; 通过考虑干扰和功率的限制研究和开发实现循环拍卖的拍卖机制。

9. WRAN

基于 IEEE 802.22 标准^[22]的无线区域网 (WRAN) 使用空闲的电视广播信道, 在对电视信道不产生干扰的前提下, 为农村地区、边远地区和低人口密度且通信服务质量差的市场提供类似于在城区或郊区使用的宽带接入技术的通信性能。

在 WRAN 的系统中, 基站 (Base Station, BS) 和用户驻地设备 (Customer Premises Equipment, CPE) 是主要实体, 转发器是可选的实体, 采用集中式的网络结构。在下行方向上, WRAN 采用固定的点对多点星形结构, 其信息传播方式为广播方式; 在上行方向上, WRAN 向用户提供有效的多址接入, 采取按需多址 (Demand Assigned Multiple Access, DAMA) 和时分多址 (Time Division Multiple Access, TDMA), 即各 CPE 以传输需求为基础, 根据 DAMA 和 TDMA 机制共享上行信道。用户通过与 BS 的空中接口接入核心网络, 一个 CPE 可支持多个传输数据、语音和视频的用户网络的接入, 通过 BS 可接入到多个核心网络。在 CPE 与 BS 之间, 系统可通过转发器进行转发。在任何情况下, BS 提供集中式的控制, 包括功率管理、频率管理和调度控制。

2.2.2 认知无线网络关键问题

上述现存的 CRN 都有其适用场景, 虽然不同的应用环境所侧重的网络技术不尽相同, 但归结起来仍有一些公共的关键问题需要解决。

CRN 与其他通信网络最大的不同是传输的媒介——无线频谱不是自有的, 而是利用“频谱机会”进行接入。要实现机会接入首先要发现机会, 主要通过采用频谱感知技术来感知频谱空穴并检测授权用户的出现; 其次要利用机会, 这涉及网络各层技术, 包括物理层传输技术、无线资源管理、路由技术、传输层协议及跨层设计及优化技术; 此外, 无论是发现机会还是利用机会的过程中, 还会涉及网络的安全性问题。下面简要介绍各关键技术, 本书后面的章节也将主要围绕上述关键技术展开。

1. 频谱感知

频谱感知是 CR 最核心的关键技术。由 2.1.3 节可知, CR 通信的一个重要前提是具有频谱感知能力, 要求能够在某时、某地准确感知是否存在空闲频段, 以供 CR 用户使用; 同时还应随时监测是否有新的授权用户需要接入该频段, 以使 CR 用户及时退出使用该频谱资源, 避免对授权用户造成干扰。因此总结频谱感知的两大基本功能为: 一是感知频谱空穴, 充分利用所有频谱机会; 二是检测授权用户出现, 避免对授权用户造成干扰。

由于 CRN 的特殊应用环境, 频谱感知也有其自身的特点: ①它不同于信号解调, 频谱检测不需要恢复原来的信号波形, 只需判断授权用户信号的有无; ②它也不同于雷达检测, 不能依据反射回波获得信号的信息, 而只能被动地检测信号。因此, 在 CRN 环境中, 频谱感知的本质是 CR 用户对接收信号进行检测来判断某信道是否存在授权用户, 其面临的最大

困难就是实现微弱授权用户信号的准确快速检测。准确与快速分别体现了检测质量和检测速度两个目标，目前的研究也主要围绕这两个目标展开。

2. 物理层传输技术

如何生成对授权信号无干扰的 CR 信号，是 CRN 物理传输技术关注的首要问题。目前针对这个问题主流的解决方案包括认知 OFDM 和 TDCS，此外，认知 UWB 也是一种重要的 CR 物理传输技术。

与传统的通信网络相比，CRN 物理传输的主要挑战在于如何避免对授权系统造成干扰，同时保证本系统的吞吐量性能要求。适用于 CRN 的信道编码、多天线技术及链路自适应技术也是重点研究的领域。

3. 无线资源管理

由于感知获得的频谱资源具有异质性和时变性，需要先进的无线资源管理技术对频谱资源进行有效管理。目前关于无线资源管理方面的研究包括

① 频谱分析：通过宽频段的频谱感知所获得的可用频谱是异质的，即具有不同的频谱特征，如中心频率、带宽等，频谱分析主要用于分析这些异质频谱的特征。

② 频谱决策：在分析可用频谱特征的基础上，为满足 CR 用户 QoS 的要求，在所有空闲的频带中为当前的传输选择出“质量”最好的工作频段。

③ 接入控制：由于授权用户接入信道具有绝对优先权，授权用户和 CR 用户主从式动态接入信道。接入控制的功能是确定 CR 用户是否可以接入网络及采用何种策略接入，是实现优化频谱分配的基本前提。

④ 频谱分配：受授权用户使用频谱的限制，CR 可用频谱的数量和位置随时间在不断地变化，因此对于这些“不确定”的频谱资源进行优化分配本质上是一个受限的频谱分配问题。由于空闲频谱资源有限，CR 用户之间需要竞争使用这些资源，且不同 CR 用户的优先级、QoS 要求都不一样，所以 CRN 网络需要在保证优先级高的 CR 用户先得到服务的同时也要保证频谱资源不会被某些 CR 用户独占，即系统需要公平而有效地管理空闲频谱资源。因此，空闲频谱分配的主要目的就是根据 CR 用户的优先级、QoS 等要求，公平而有效地分配一定数量的频谱资源，使得系统性能得到改善或逼近于最优状态。

⑤ 功率控制：为了实现对授权用户干扰的最小化并最大化 CRN 系统吞吐量的目标，功率控制是无线资源管理的关键技术之一。由 CRN 特殊频谱应用环境所致，与传统网络相区别，其功率控制的特点在于不论采用何种多址技术，首要避免的是对授权网络的有害干扰。这是 CRN 克服自身网络衰落与干扰，优化系统吞吐量的基本前提。

⑥ 移动性管理：由于 CRN 是机会式使用频谱资源，通常需要在高优先级的授权用户使用频谱时，无条件地退出对该频谱资源的占用，这就产生了一种新的切换，称为频谱切换 (Spectrum Handoff)。频谱移动性管理的主要目的就是保证快速、平稳的频谱切换，尽可能地避免对授权用户的有害干扰，同时保证 CR 用户的通信质量能够满足期望的 QoS 要求，使切换过程中 CR 用户性能下降最小。当 CR 用户改变自身工作频率时，要求网络不同层的协议必须很快适应新的工作频率的信道参数，并且对于频谱切换来讲，它们应当是透明的。要实现网络状态变换尽可能快地、平滑地运行，确保在频谱切换中最大限度地降低 CR 用户的业

务性能损失，这对移动性管理提出了挑战。移动性管理的好坏直接决定着 CR 用户的 QoS 能否得到保证。

⑦ 资源调度：CR 用户可用频谱资源在数量和位置上的动态变化，对各类业务的服务质量造成了极大的影响。CRN 中的分组调度算法应根据系统可用频谱资源的变化情况，动态地调整其调度策略，以便最大限度地为各类业务，尤其是为实时业务提供可靠的 QoS 保证。

4. 路由技术

CRN 中动态频谱的选择通常需要上层协议，如路由协议等进行相应调整。频谱开放使得研究新的路由技术很有必要。

因此，在 CRN 中，尤其是在多跳通信中，如何迅速准确地选择从源端到目的端的路由是一个很重要的研究课题。传统的多跳无线网络的路由技术并不适用于可用频谱集动态变化的 CRN，高效的动态路由协议和算法成为 CRN 设计的关键。

5. 传输层协议

频谱的动态变化、频谱切换以及频繁的路由重建等特点给 CRN 的传输层协议提出新的挑战。在 CRN 中，传输层协议设计的主要思想是基于网络层或底层的反馈信息来获得网络的状态，根据网络的状态调整传输层协议，使传输层协议能动态地自适应网络的变化。目前，CRN 传输层协议的设计仍然是一个开放的研究领域，还有待深入研究。

6. 跨层设计及优化

在 CRN 中，其认知能力表现在能实时地与它所处的环境进行交互，从而决定合适的通信参数来自适应动态的无线环境。实现对无线环境的自适应需要同时考虑用户 QoS 需求、频谱可用性、传播特性等特性参数，而这些参数涉及协议栈的各个层，因此在 CRN 中尤其有必要进行跨层设计。

如何根据跨层设计中确定的性能优化目标，需要联合优化的跨层参数、系统的约束条件等，建立准确的优化模型，并根据该模型来调整网络相关协议层的参数，从而优化系统性能。这是跨层优化考虑的问题，也是目前的研究热点之一。

7. 网络安全

CRN 还处在发展的初期，要真正广泛地应用起来，安全应在网络设计中引起足够的重视。同传统无线网络一样，CRN 也面临着窃听、干扰等常见的安全威胁。同时，由于 CRN 的频谱使用不受到政策保护，一些固有的可靠性问题也给 CRN 带来了新的安全隐患。相应的一些解决方案还有待深入研究。

CRN 是一种动态的网络，这种动态性主要来源于两个方面：一是网络可用频谱的动态变化，二是网络拓扑的动态变化。针对这样一种动态的网络，静态的安全防御措施已经不能提供完全的保护，而 CRN 的入侵检测系统，作为一种动态的、主动的安全策略，将为建立安全的 CRN 提供有力的保障。

作为一种刚开始发展的新型网络，构建安全的 CRN 是下一步研究的重点课题。

参 考 文 献

- [1] J.Mitola Gerald Q. Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal[J]. IEEE Personal Communications. 1999, 1.6(August1999).
- [2] J.Mitola. Cognitive radio:An integrated agent architecture for software defined radio[D]. Stockholm,Sweden: RoyalInst.Technol.(KTH), 2000.
- [3] FCC-03-322. Facilitating Opportunities for Flexible, Efficient, and Reliable Spectrum Use Employing Cognitive Radio Technologies.
- [4] Haykin Simon. Cognitive Radio:Brain-Empowered Wireless Communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2005, 23(2)(February 2005).
- [5] IEEE P 1901.1™/D01, IEEE P1900 Working Group [EB/OL]. <http://grouper.ieee.org/groups/emc/emc/1900/index.html>.
- [6] W.Tuttlebee,et al.著, 杨小牛等译. 软件无线电技术与实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [7] Teclancy III. Dynamic spectrum access in cognitive radio networks[D]. Keith Nolan: Philosophy University of Maryland, 2005.
- [8] Zhao Q. Sadler. A Survey of Dynamic Spectrum Access[J]. IEEE Signal Processing Magazine. 2007, 24(3).
- [9] S Shankar. Spectrum agile radios: utilization and sensing architecture[C]. IEEE DySPAN 2005, 2005.
- [10] Cabric D. Mishra. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios[C]. 38th Asilomar Conference on Signals, 2004.
- [11] H Tang. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio system[C]. IEEE DySPAN 2005, 2005.
- [12] J.Mitola. Cognitive radio for flexible mobile multimedia Communications[C]. San Diego,CA:, Sixth International Workshop on Mobile Multimedia Communications, 1999.
- [13] Weiss T. A. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency[J]. Communications Magazine. 2004, 42(3).
- [14] RW.B roderson, Wolisz,D .Cabric,S .M .M ishra, et al.CORVUS:A cognitive radio approach for usage of virtual unlicensed spectrum,[On line].Available:http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Research/MCMA/CR_White_paper_nall.pdf.
- [15] I F. Akyildiz. OFDM-based cognitive radio networks[J]. Broadband and Wireless Networking Laboratory Technical Report. 2006, March 2006.
- [16] Panasik B. Krenik. The Potential for Unlicensed Wide Area Networks[J]. Wireless Advanced Architectures Group,Texas Instruments White Paper. , November 2004.
- [17] B.Krenik and C.Panasik,The Potential for Unlicensed Wide Area Networks, Wireless Advanced Architectures Group,Texas Instruments White Paper,November 2004.
- [18] Nautilus Project Website. Available from <http://www.cs.ucsb.edu/htzheng/cognitive/nautilus.html>.
- [19] M M. Buddhikot. directions in wireless network in gusing coordinated dynamica spectrum access[C]. WoWMOM, 2005.
- [20] The XG Vision.V2.0 [EB/OL]. <http://www.ir.bbn.com/projects/xmac/vision.html>.
- [21] End-to-End Reconfiguration, http://e2r.motlabs.com/DE2_Res_P5_D5.3_50727, at: eliverables/E2R_WP5_D5.3_050727.pdf.
- [22] IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee802.22 WG [EB/OL]. <http://www.ieee802.org/22/>.

第3章 频谱感知

频谱感知是实现 CR 技术及应用、构建认知无线网络（CRN）的核心技术，也是保护授权用户免受有害干扰、提高 CRN 网络自身频谱资源利用率的重要前提。在 CR 应用中，频谱感知技术是通过具体的频谱检测算法及检测机制来实现的。本章将首先引入 CR 频谱感知模型，归纳现有频谱感知技术的分类，重点讲述独立频谱感知技术的各种检测算法及机制。在此基础上进一步扩展到多域全认知技术，最后举例介绍现有标准中的频谱感知技术。

3.1 概述

在 CRN 网络中，CR 用户需要发现并机会式地利用周围无线环境中存在的可用频谱机会，实现对空闲授权频谱的动态接入。因此，作为 CRN 网络核心技术的频谱感知技术，其目标是如何在保证授权用户免受有害干扰的前提下，实现对潜在频谱机会和再次出现授权用户的准确、快速检测。要实现这一目标，频谱感知技术面临一系列的挑战：

首先，一方面为了提高频谱资源利用率，希望用于频谱检测的时间能够尽量得短，以使得可以有更多的时间用于传输数据，而另一方面为了准确地检测到频谱机会和及时监测授权用户的再次出现，不得不花费更多的时间用于频谱检测。因此，频谱感知技术的核心问题就是如何实现检测有效性和检测准确性的合理折中。

其次，为了发现并识别微弱的授权信号，CR 用户需要具有较宽的动态检测范围和较高的检测灵敏度，但由于受到设备硬件条件、复杂无线传播环境（各种衰落和噪声的影响）等限制，如何利用数字信号处理技术、多用户合作分集及优化技术来实现硬件受限及衰落环境下宽频带范围的微弱信号的有效检测是 CR 频谱感知技术所面临的另一难题。

再次，CR 用户对授权用户所产生的有害干扰，主要体现为 CR 发射机对授权接收机处所造成的有害干扰，使得授权接收机无法正常解调、解码授权发射机发出的信号，然而授权接收机（如 WRAN 网络中的电视接收机）通常为哑终端，并不发射信号，容易形成隐终端现象（详见 3.5 节），这将加大频谱感知技术对授权用户进行有效识别和避让的难度。

现有各种频谱检测算法和机制的研究就是围绕上述频谱感知技术中这一系列的矛盾和挑战而展开的，以下将在介绍频谱感知模型的基础上分类讨论各种具体的频谱检测算法和机制。

3.2 频谱感知模型

由于频谱感知的对象是频谱机会，本节首先给出频谱机会的准确定义，在此基础上详细介绍二元假设频谱感知模型。

3.2.1 频谱机会

频谱机会又称为频谱空穴，指已被分配给某授权网络，但在特定时间和具体位置该网络中的授权用户并没有使用或没有充分利用的频谱资源^[1]。根据频谱资源中的射频信号分布情况，通常可将频谱资源分为三种类型：黑色频谱、灰色频谱和白色频谱^[2]，如图 3-1 所示。

- ① 黑色频谱，该频谱区域大部分时间内通常存在高能量的射频信号；
 - ② 灰色频谱，该频谱区域在部分时间内存在着低能量的射频信号；
 - ③ 白色频谱，该频谱区域只存在着环境噪声而没有其他的射频信号；
- 其中，白色频谱和灰色频谱通常最有可能成为潜在的可用频谱机会。

在 CRN 网络中，频谱机会可被 CR 用户机会式使用，如图 3-2 所示，由图可见，当授权用户未占用其频谱时，该频谱资源即为 CR 用户可机会式利用的频谱机会，而当授权用户再次出现时，CR 用户需做出快速避让并寻找新的可用频谱机会。

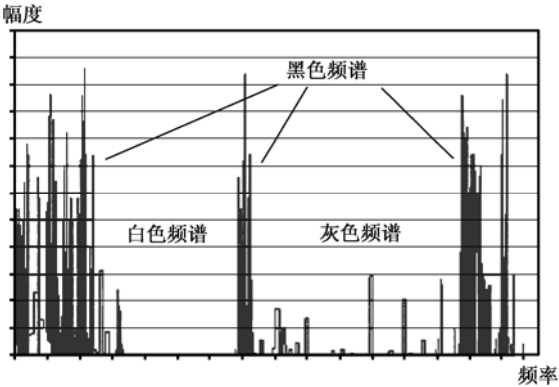


图 3-1 频谱资源分类图

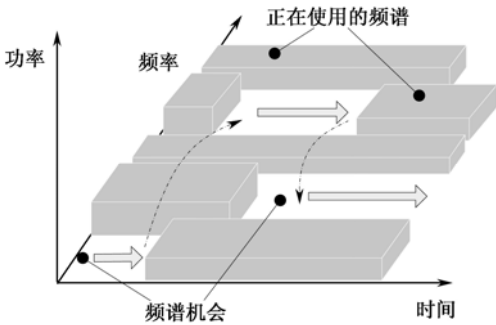


图 3-2 频谱机会示意图

3.2.2 二元假设频谱感知模型

根据上述频谱机会的定义可知，CR 用户的可用频谱机会主要取决于授权用户的频谱占用情况，所以 CR 频谱感知模型可以表示为基于授权用户信号占用情况的二元假设模型^[3]。

设 $r(t)$ 为 CR 用户接收到的授权用户信号， $s(t)$ 为授权用户的发射信号， g 为授权用户发射机到达 CR 用户接收机之间的无线信道增益， $n(t)$ 为加性高斯白噪声（Additive White Gauss Noise, AWGN），则二元假设模型可表示为

$$r(t)=\begin{cases} g s(t)+n(t), & H_1 \\ n(t), & H_0 \end{cases} \tag{3-1}$$

式中， H_0 、 H_1 分别表示授权用户信号不存在和存在的两种假设。进一步采用数理统计的方法，根据 $r(t)$ 构造相应的判决统计量 Y （不同的检测算法有各自的判决统计量构造方法），并依据预先设定的门限阈值 λ 和判决规则来进行授权用户信号有无的判决为^[4]

$$Y \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \tag{3-2}$$

基于该二元假设模型存在着两类检测错误，即虚警错误（授权用户实际并未出现，但错误地判断为授权用户出现）和漏检错误（授权用户实际存在，但错误地判断为未检测到授权

用户), 分别以虚警概率 P_f 和漏检概率 P_m 表示, 即

$$\begin{cases} P_f = \Pr(Y > \lambda | H_0) \\ P_m = \Pr(Y < \lambda | H_1) \end{cases} \quad (3-3)$$

实际应用中通常以 P_f 和 P_m 为指标衡量频谱感知的性能。若 P_f 过高会导致频谱利用率下降, 损失一些原本可以利用的频谱接入机会; P_m 过高则会增加对授权用户的有害干扰。在进行频谱检测性能分析时, 一般采用接收机操作特性曲线 (Receiver Operation Characteristic, ROC) 或其补图 (Complementary ROC) 来具体表示 P_f 与检测概率 P_d ($P_d=1-P_m$) 或 P_f 与 P_m 的相互关系。依据奈曼-皮尔逊准则, 要提高 CR 用户及其网络的频谱感知性能, 需要在一定 P_f 的约束条件下, 尽量降低 P_m 或提高 P_d 。

3.3 频谱感知分类

根据授权用户频谱占用情况等信息获取方式的不同, 频谱感知技术可分为辅助频谱感知和独立频谱感知两大类, 具体分类如图 3-3 所示。

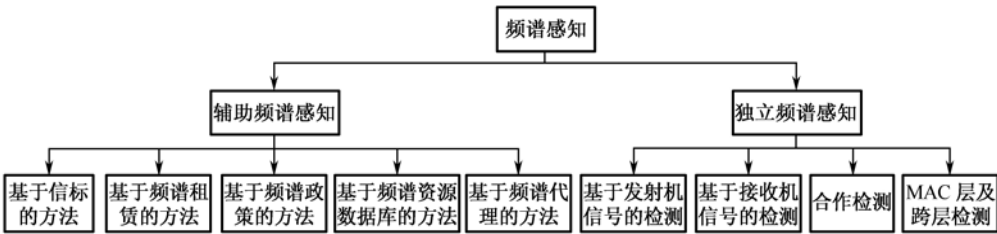


图 3-3 频谱感知技术分类

在辅助频谱感知中, 对授权网络频谱占用信息的获取不是来源于 CRN 网络内部, 而是来自于 CRN 网络的外部, 例如, 通过进行信标协商的方式、租赁的方式、发布频谱使用政策的方式、外部服务器或数据库提供信息的方式和第三方频谱代理中介的方式等。而在独立频谱感知中, CRN 网络内的 CR 用户可采用基于发射机信号的检测、基于接收机信号的检测、合作检测、MAC 层及跨层检测等一系列算法和机制, 独立地感知周围无线环境以获取授权频谱的占用情况, 无需外部其他网络或实体的辅助和参与。相比于辅助频谱感知方式, 独立频谱感知的一个显著优点是: 频谱感知过程是主动地且自发于 CRN 网络内部, 在 CRN 网络与授权网络间无任何信息交互, 对现有授权网络及其设备无需做出任何改动。这就降低了引入 CR 技术的投入成本和更新升级开销, 因而独立频谱感知技术受到了业界人士的主要关注。

当然在 CR 技术的实际应用中, 辅助频谱感知与独立频谱感知并不是相互排斥的, 一个 CRN 网络既可以选择辅助频谱感知方式, 又可以选择独立频谱感知方式, 或者同时采用两种方式。本节及后续的 3.4~3.7 节将在简要论述辅助频谱感知技术后, 重点讨论独立频谱感知技术中的各种频谱检测算法和机制研究。

3.3.1 辅助频谱感知

辅助频谱感知方法主要包括: 基于信标的方法、基于频谱租赁的方法、基于频谱政策的方法、基于频谱资源数据库的方法和基于频谱代理的方法等。

1. 基于信标的方法

在基于信标的方法中，授权网络周期性广播带有授权频谱可用性的信标信息。信标所携带的信息分为两类：允许信标（即授权频谱对 CR 用户可用）或拒绝信标（即授权频谱对 CR 用户不可用）。由于 CR 用户对授权频谱的占用情况完全可以通过对信标信息的接收来获得，因此基于信标的辅助感知方法无需采用先进的频谱感知算法，复杂度低，实现简单。

上述基于信标的方法仅采用含有一种信息的单信标机制，存在可靠性低的缺点。针对这一不足，文献[5]提出采用双信标的机制，即当且仅当 CR 用户检测到允许信标的同时，未发现任何拒绝信标时，才可以机会式利用授权频谱；而当 CR 用户同时收到不同授权用户发出的允许信标和拒绝信标时，则出于对授权用户的保护，并不占用该授权频谱。这样可有效提高准确性和可靠性。

除在授权网络与 CRN 网络间交互频谱占用信息外，信标还可以用于 CRN 网络内部，如文献[6]提出，在 CRN 网络内部可以使用信标来通知及协商相邻 CR 用户之间的可用通信信道，以免发生 CR 用户间的相互干扰。

2. 基于频谱租赁的方法

基于频谱租赁的方法源于市场经济中的自由贸易理论，其实现过程是授权网络向多个具有潜在频谱需求的 CRN 网络广播待出租频谱及其价格信息，从而使各 CRN 网络获得可用的频谱及价格信息，并通过 CRN 网络相互竞拍以及向授权网络进行租赁付费的方式，来租用已分配给授权用户但未被其充分利用的频谱。美国的 FCC 建议通过频谱租赁市场的形式，允许授权网络将其闲置频谱租赁给其他 CRN 网络，以实现频谱资源高效利用的同时为授权网络及其频谱持有者带来经济效益^[7]。

但是，由于正处在初步的尝试阶段，目前频谱租赁市场的实施还存在着一些问题，且相关规定还缺乏灵活性，如授权网络欲租赁频谱需提前 21 天告知 FCC 以获取 FCC 的批准。此外，目前的规定仅考虑了长期的频谱租赁场景，但并未充分考虑及定义分钟级和秒级的短时频谱租赁问题。针对这些实际问题，文献[8]提出了实时的频谱租赁建议，即 CR 用户可以根据通信需求实时地向授权网络租用频谱，当然其代价是大幅增加了频谱租赁协议中用于协商的通信开销。

3. 基于频谱政策的方法

在基于频谱政策的方法中，频谱管理机构根据实地测量以及统计报告中的频谱占用结果，识别出已分配频谱中频谱利用率较低（如应急或公共安全频段仅在特定时刻或场景下占用频谱）或者以某种确定的方式占用频谱（如电视频段中的电视台以确定的播放时刻表来广播电视信号）的频段，从而将这些频段视为可被 CRN 网络机会式利用的频谱资源^[9]。频谱管理机构将这些频谱资源信息连同一系列如何使用该频谱的政策信息发布给 CRN 网络，以便指导 CR 用户正确地使用这些频谱机会。

发布的频谱政策信息包括：某个频段的中心频率是多少以及是否可用、如果该频率可用则将以多大的功率进行发射等。频谱政策信息将以机器可识别的机器语言形式发布在频谱政策管理机构的服务器上。CR 用户定期从服务器上下载并更新这些政策信息，并依据这些政

策信息，自适应调整自身的收/发参数，以满足频谱政策的规定和要求。

4. 基于频谱资源数据库的方法

基于频谱资源数据库的方法需要在授权网络或频谱职能管理机构处建立并维护一个频谱资源数据库，用于存放频谱资源占用情况的信息列表。该列表将根据授权网络和 CRN 网络对频谱的实际使用情况进行实时动态更新。除了包含频谱占用信息外，数据库还包含诸如基站和用户的位置以及 CR 用户通信所产生干扰范围等信息。而且，出于普适性、灵活性和实用性等方面要求的考虑，数据库可通过无线互联网进行直接访问^[10]。

当某个 CR 用户有通信的需求时，它首先登录数据库查看其中的频谱占用列表，并从中选择未被授权用户占用的频谱。同时，其他 CR 用户也可通过登录服务器查看到该频谱已被占用，避免发生碰撞。当授权用户或 CR 用户结束通信并停止使用频谱时，相应的频谱状态将从占用更改为空闲，以便其他用户可以使用。对于 CR 用户而言，需要周期性地查看频谱占用列表以避免造成对授权网络或其他 CRN 网络的干扰。而对于授权用户，由于其对频谱具有绝对的优先权，所以当其需要进行通信时可随时占用其所需的频谱，不论该频谱是否正在被 CR 用户使用。

5. 基于频谱代理的方法

基于频谱代理的方法是指频谱代理通过集中式管理的形式，从不同的用户处以及从不同的网络处收集相互邻居关系和干扰影响等信息，并对这些信息进行处理、整合后向各网络及用户提供频谱接入建议，以提高系统整体的频谱利用率^[11,12]。这是传统静态频谱分配和新型机会式频谱占用的一种折中，即网络内的服务提供方和用户都不具有对频谱的所有权，而仅仅是在某段时间内拥有该频谱的使用权。频谱代理实体在这个过程中则是根据网络和用户的需求，以类似日常生活中一个经理人的身份，对频谱进行整合、管理、协调和分配。

以上这些辅助频谱感知方法，对于确保 CRN 网络对授权网络不造成有害干扰方面具有优势。因为在这些辅助感知的方式下，CNR 网络当且仅当授权网络或频谱管理机构允许其使用频谱后才会接入并占用该频谱资源。然而这些方法在提高频谱利用率以及保护授权网络的同时所付出的代价是，将大幅增加整个通信系统内的控制信息开销，且要求现有的授权网络和频谱管理部门及其相关协议做出相应调整和修改。在 CR 技术的实际应用中，由于现有的授权网络和频谱管理体制都还不具备提供辅助感知方法的协议和硬件条件，因此对于频谱占用情况等信息的感知和获取，目前还是主要围绕以下将要讨论的基于独立感知的频谱检测算法和机制来实现。

3.3.2 独立频谱感知

由于 CR 用户无法直接测量授权用户发射机与接收机之间的信道，只能独立地通过连续频谱感知对授权用户进行检测，加之无线环境中阴影、多径、噪声不确定性等不利因素的影响，独立频谱感知面临的最大困难就是实现微弱授权用户信号的准确快速检测。准确与快速分别体现了检测质量和检测速度两个目标，具体体现在不仅需要考虑怎样最可靠地判断某个频段是否空闲，同时还应保证检测的时间足够短，以使 CR 用户能快速接入或及时退出。目

前关于独立频谱感知的研究是围绕着这两个目标，从具体的频谱检测算法和频谱检测机制展开的。详细的独立频谱感知技术分类如图 3-4 所示。



图3-4 独立频谱感知技术分类

以下将重点讨论独立频谱感知技术中基于发射机信号的检测、基于接收机信号的检测、合作检测和 MAC 层及跨层的各种频谱检测算法和机制研究。

3.4 基于发射机信号的检测

基于发射机信号的检测方式是指 CR 用户通过检测来自授权用户发射机的信号来判断 CR 用户收发机通信范围内是否存在潜在的、可能被干扰的授权用户，进而确定是否存在频谱空穴^[3]。然而，CR 用户接收到的授权信号通常遭受阴影、多径衰落以及噪声不确定性等影响后变得很微弱，并且为确保授权网络的边缘用户同样不受到有害干扰，要求 CR 用户能够检测到接收信噪比很低的授权信号，即要求 CR 用户需具有较高的检测灵敏度。一般要求 CR 用户可正常检测的接收信噪比比授权用户接收机能够正常解码的接收信噪比还要低 20~30 dB^[13]。

目前基于授权用户发射机信号检测的频谱检测算法主要包括：匹配滤波器检测、能量检测、循环平稳特征检测、协方差盲检测、延时相关性检测、两步检测等。

3.4.1 匹配滤波器检测

匹配滤波器^[4]是一种使输出信噪比最大化的最佳线性滤波器，主要通过利用已知的授权用户信号的先验信息并对授权信号进行相干解调^[4]或者导频检测^[14]来实现。基于相干解调的匹配滤波器实现要求 CR 用户知道授权用户的物理层和 MAC 层的某些先验信息，如调制方式、冲激波形和包格式，而且需要时间和载波的严格同步，以获取相关检测增益，实现复杂度较高；相比之下基于导频检测的匹配滤波器实现相对简单，而且由于大部分无线通信系统中都有导频、前导码、时间同步信号和扩频码等确知信号，通过实现对这些确知信息的检测，可降低实现难度。

匹配滤波器检测算法的实现流程如图 3-5 所示。天线接收到的射频信号 $R(t)$ ，经射频放大、

滤波后，与本振信号进行混频处理，再经 A/D 转换后变为离散序列 $R[k]$ ，然后基于 3.2.2 节所讲述的二元假设模型，利用先验信息序列 $X[k]$ 和 $R[k]$ 的点积，构建匹配滤波器的判决统计量：

$$Y = \sum_{k=0}^{K-1} R[k]X[k] \begin{matrix} > \lambda & H_1 \\ < \lambda & H_0 \end{matrix} \quad (3-4)$$

式中， λ 为判决门限。文献[15]指出，在 AWGN 信道下， $R[k]$ 为高斯随机变量，根据大数定律，判决统计量 Y 亦可近似为高斯变量。进而由高斯分布的统计特性可得，匹配滤波器检测算法的检测概率 P_d 和虚警概率 P_f 可分别表示为

$$P_d = Q\left(\frac{\lambda - \xi}{\sqrt{\xi\sigma^2}}\right) \quad (3-5)$$

$$P_f = Q\left(\frac{\lambda}{\sqrt{\xi\sigma^2}}\right) \quad (3-6)$$

式中， $\xi = \sum_{k=0}^{K-1} (X[k])^2$ ， σ^2 是 AWGN 信道的方差， $Q(\cdot)$ 是 Q 函数。联立式 (3-5) 和式 (3-6)

后，可获得关于匹配滤波器检测算法抽样数 K 与信噪比（Signal to Noise Ratio, SNR）的关系表达式，即

$$K = [Q^{-1}(P_f) - Q^{-1}(P_d)]^2 \text{SNR}^{-1} \quad (3-7)$$

可见，抽样数 K 满足 $K \sim 1/\text{SNR}$ ，而 3.5.2 节将要介绍的能量检测算法，其抽样数 K 满足 $K \sim 1/\text{SNR}^2$ ，即在相同 SNR 条件下，能量检测算法所需抽样数是匹配滤波器检测算法所需抽样数的平方。

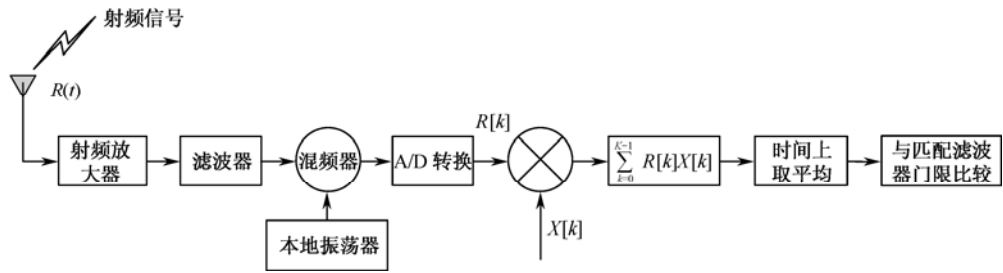


图 3-5 匹配滤波器检测算法实现流程图

由上述分析可见，匹配滤波器检测是基于相关检测的最优信号检测算法，主要原因是其可最大化接收信号的信噪比，在达到相同性能指标情况下，所需要的抽样数最少，也就是所需要的检测时间最短，所以称为最优；但匹配滤波器检测方法也有其缺点，需要授权用户的先验信息以及精确同步。当检测存在频偏 Δf 时，检测时长必须小于 $1/\Delta f$ ，否则相关增益将趋于零。但是与之矛盾的是，较短的检测时长又会使检测性能下降。

为了实现频偏条件下微弱授权用户信号的检测，可采用基于频偏补偿的改进型匹配滤波器检测算法^[15]，首先把接收信号进行模块化处理，即所有抽样点分为若干块，每块按照匹配滤波器处理，再将处理结果平方取和。模块化处理相当于将多次传统匹配滤波器检测算法的处理结果平方求和，从而放宽了频偏对检测时长的限制，降低了可检测授权信号的信噪比门限要求。

3.4.2 能量检测

能量检测算法又称为基于功率的检测算法^[4]，通过测量一段观测空间（频域或时域）内的接收信号总能量来判决是否有授权用户信号出现^[16]，是一种非相关的次优检测算法。根据观测空间的不同，能量检测算法有时域和频域两种实现方式。时域实现需要针对每一个检测频带分别提供相对应的滤波器，实现灵活性差；频域实现通过快速傅里叶变换（Fast Fourier Transform, FFT）来观测相应频带上所接收到信号的总能量，实现灵活，而且通过增大FFT运算的点数，可以在不增加检测时长的前提下，在一定程度上能提高能量检测算法的检测性能。目前，能量检测多采用频域的实现方式，其实现流程如图 3-6 所示。

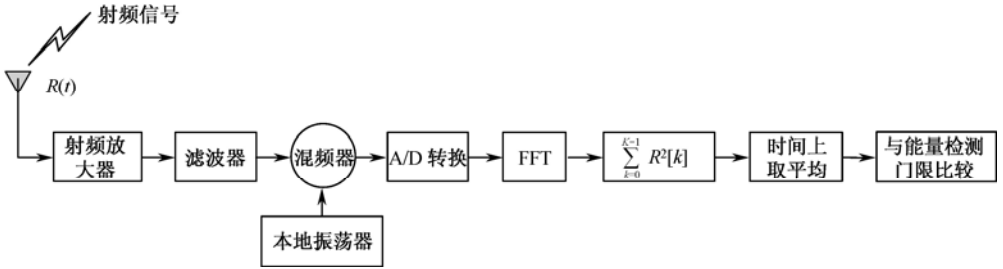


图 3-6 能量检测算法实现流程图

由图 3-6 可见，能量检测中天线接收到的射频信号 $R(t)$ ，经射频放大、滤波后，与本振信号进行混频处理，再经 A/D 转换并进行 FFT 变换后，对其平方求和构建判决统计量为

$$Y = \sum_{k=0}^{K-1} R^2[k] \quad (3-8)$$

文献[17]指出该判决统计量服从卡方分布，即

$$Y = \begin{cases} \chi_{2u}^2(2\gamma), & H_1 \\ \chi_{2u}^2, & H_0 \end{cases} \quad (3-9)$$

式中， u 是时域带宽积与抽样数 K 成正比， γ 是信道的 SNR， $\chi_{2u}^2(2\gamma)$ 是以 2γ 为参数的非中心卡方分布， χ_{2u}^2 是中心卡方分布，二者的自由度均为 $2u$ 。在 AWGN 信道下，若设 λ 为能量检测的判决门限，则 P_d 、 P_f 可表示为^[18]

$$P_d = \Pr(Y > \lambda | H_1) = Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) \quad (3-10)$$

$$P_f = \Pr(Y > \lambda | H_0) = \frac{\Gamma(u, \lambda/2)}{\Gamma(u)} \quad (3-11)$$

式中， Q_u 为 Generalized Marcum Q 函数， $\Gamma(\cdot)$ 和 $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 为完全和不完全的 Gamma 函数。由式 (3-10) 可见，在能量检测算法中，由于 u 与 K 成正比，故抽样数 K 满足 $K \sim 1/\text{SNR}^2$ 。

在 CR 的实际应用中，除 AWGN 影响外，能量检测算法的性能还将受到衰落信道、噪声不确定性等因素的影响，所以基于二元假设的频谱感知模型将由式 (3-1) 进一步改写为^[19]

$$r(t) = \begin{cases} g s(t) + \xi n(t), & H_1 \\ \xi n(t), & H_0 \end{cases} \quad (3-12)$$

式中， g 为衰落信道的幅度增益， ξ 表示噪声不确定性的参数。以下将分别针对衰落信道、噪声不确定性对能量检测性能的影响进行分析并介绍噪声门限的估计方法。

1. 衰落信道的影响

能量检测算法仅对接收信号的能量进行比较判决，在 AWGN 信道下，信道的 SNR 是确定的，但在衰落信道下，SNR 转化为一个随机变量，因此在衰落信道下，能量检测的性能将受到严重影响。衰落信道下的检测概率 P_d 表示为衰落信道 SNR 的概率密度函数（Probability Density Function, PDF）与 AWGN 信道下 P_d 的积分形式^[18]，即

$$P_d = \int_0^\infty Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (3-13)$$

式中， $p_\gamma(\gamma)$ 是衰落信道 SNR 的 PDF，根据不同的衰落信道模型，将衰落信道的 PDF 代入式（3-13）并进行整理后的能量检测性能如表 3-1 所示。

表 3-1 三种多径衰落模型下的 SNR 分布与平均检测概率 \bar{P}_d

信道衰落类型	SNR 的 PDF	平均检测概率 \bar{P}_d
Rayleigh 衰落	$f(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}), \quad \gamma \geq 0$	$\bar{P}_{d, \text{Ray}} = e^{-\frac{\lambda}{2}} \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \left(\frac{\lambda}{2}\right)^n + \left(\frac{1+\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \times$ $\left[e^{-\frac{\lambda}{2(1+\bar{\gamma})}} - e^{-\frac{\lambda}{2}} \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})}\right)^n \right]$
Nakagami 衰落	$f(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \gamma^{m-1} e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}, \quad \gamma \geq 0$	$\bar{P}_{d, \text{Nak}} = \psi \int_0^\infty x^{2m-1} e^{-\frac{mx^2}{2\bar{\gamma}}} Q_u\left(x, \lambda^{\frac{1}{2}}\right) dx$ $\psi = \frac{1}{\Gamma(m) 2^{m-1}} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m$
Rician 衰落	$f(\gamma) = \frac{K+1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{K\bar{\gamma}+(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}}} I_0\left(\left(\frac{4K(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\frac{1}{2}}\right), \quad \gamma \geq 0$	$\bar{P}_{d, \text{Ric} H_1} = Q\left(\sqrt{\frac{2K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}}}, \sqrt{\frac{\lambda(K+1)}{K+1+\bar{\gamma}}}\right)$

需要注意的是，在衰落信道环境下 P_f 则保持不变，因为 P_f 对应的是 H_0 的情况（即没有授权用户信号出现，也就不考虑衰落信道的影响），所以，虚警概率 P_f 独立于信道的 SNR。

2. 噪声不确定性的影响

除了衰落信道外，噪声的不确定性也会对能量检测的性能产生严重影响。上述的分析都是在假设噪声满足高斯分布且方差确定的情况下进行的。而实际中，受多种因素影响，如射频前端性能、抽样点数、CR 用户射频环境等，使得噪声只是近似高斯分布，方差也存在不确定性。文献[20]提出了一个噪声不确定性模型。设噪声仍是白噪声，但噪声的分布服从一个带有不确定性参数的噪声分布

$$W_x := \left\{ W_a : \frac{EW_a^{2k}}{EW_n^{2k}} \in \left[\frac{1}{\xi}, \xi \right], W_n \sim N(0, \sigma_n^2) \right\} \quad (3-14)$$

式中， W_n 表示基准噪声， W_a 表示实际噪声。 $\xi > 0$ 为噪声的不确定性参数，即 $\sigma_a^2 \in [\sigma_n^2, \xi \sigma_n^2]$ ， EW_a^{2k} 表示实际噪声的 $2k$ 阶矩。

设 X 表示授权用户信号，基于以上模型，存在两种情况

$$EW_a^{2k} = E[X + W_n]^{2k} \quad (3-15)$$

表示 W_a 过强使得认知用户错判为授权用户存在，即出现虚警情况。

$$E[W_n]^{2k} = E[X + W_a]^{2k} \quad (3-16)$$

表示 W_a 太弱以至于低于估计的噪声门限，使认知用户检测不到信号，即出现漏检情况。

可见，当授权用户信号 X 的信号强度很小，接收 SNR 低于一定门限时，要达到给定的检测概率需无穷多个抽样值，此时用矩检测的方法是无效的。文献[20]给出了 SNR 的阈值 SNR_{wall} 取值范围

$$\frac{\xi-1}{k} \left[1 - \frac{\xi-1}{2-\xi} \right] \leq SNR_{\text{wall}}^{(2k)} \leq \frac{\xi-1}{k} \quad (3-17)$$

即，由于噪声不确定性的影响，当接收 SNR 低于该阈值时，无论采多少样值，都无法满足检测性能的要求。

3. 噪声门限的估计

实际网络环境中，噪声除了存在不确定性之外，还会随着时间和用户位置的不同而不断变化。由于对噪声门限的估计直接影响着检测判决门限的设定，因此对于能量检测算法，若能实时估计、自适应地调整噪声门限，可更准确地设定检测的判决门限。针对如何估计噪声门限，文献[21]提出了一种基于子空间分解的谱估计算法，利用信号与噪声的不相关特性对噪声门限进行估计。设 \mathbf{R} 是接收信号的自相关函数矩阵，即

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{ss}(\tau_0)R_{ss}(\tau_1)R_{ss}(\tau_2) & \cdots & R_{ss}(\tau_{(N_\tau-1)}) \\ R_{ss}(\tau_1)R_{ss}(\tau_2)R_{ss}(\tau_3) & \cdots & R_{ss}(\tau_{(N_\tau-2)}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{ss}(\tau_{(N_\tau-1)}) & \cdots & R_{ss}(\tau_2)R_{ss}(\tau_1)R_{ss}(\tau_0) \end{pmatrix} \quad (3-18)$$

式中， $\tau_i (i=0,1,2, \dots, N_\tau-1)$ 代表延时。为了保证估计的门限不会过小以至于低于检测精度要求，对式 (3-18) 进行修正，得到在带宽 B 下的自相关函数矩阵

$$\mathbf{R}_l = (\mathbf{R}/B + (KT \times NF)\mathbf{I}) \quad (3-19)$$

式中， \mathbf{I} 为单位阵， KT 为热噪声， NF 为噪声系数。将式 (3-19) 进行奇异值分解运算，可得到矩阵 \mathbf{R}_l 的特征值，即

$$\Lambda(\mathbf{R}_l) = \{A_1, \dots, A_{N_\tau}\} \quad (3-20)$$

取最小的特征值来作为噪声的门限，即

$$\lambda_{\text{dB}} = 10 \lg \left[\min(A_{N_\tau}) \right] \quad (3-21)$$

此外，还有相关文献对 A/D 转换器的量化精度、检测时的信号同步等问题对检测性能的影响进行了分析^[7]。为了克服诸多实际因素的影响，还有待对能量检测算法作进一步的改进设计和研究。

综上所述，与其他检测算法相比，虽然能量检测算法是一种次优的检测算法，但是能量检测算法不需要授权用户的先验信息，且实现简单、运算复杂度低、灵活性好，比较适合检测宽频段内的频谱空穴。目前基于能量检测的检测算法被普遍应用，在 IEEE 802.22 的标准中也被建议采纳。

3.4.3 循环平稳特征检测

在授权网络中，由于授权信号经过调制、编码等处理后，为了便于授权接收机进行解调、解码，授权信号中均存在一定的冗余信息，从而使它们的统计特性、均值、自相关函数都呈现循环周期性^[22]。循环平稳特征检测算法就是通过利用谱相关函数检测接收信号中存在的循环周期特征来确定授权用户信号是否存在。此外，与匹配滤波器检测和能量检测的不同之处在于循环平稳特征检测算法还可以根据不同调制方式特有的循环谱特性来区分授权信号的类型。循环平稳特征检测算法的实现流程如图 3-7 所示。

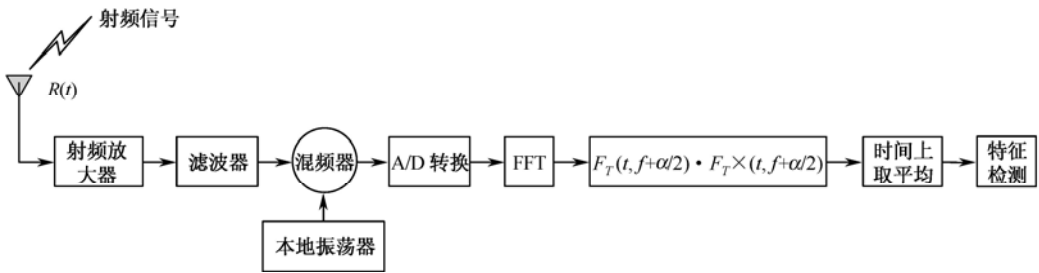


图 3-7 循环平稳特征检测算法实现流程图

由图 3-7 可见，循环平稳特征检测区别于以上两种频谱检测算法的核心是，在经过射频放大、滤波、混频、A/D 转换后，通过 FFT 变换、复共轭相乘、求平均等运算来构建谱相关函数 $S_x^\alpha(f)$ 的表达式^[23]：

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{1}{T} F_T(t, f + \alpha/2) \cdot F_T^*(t, f - \alpha/2) dt \quad (3-22)$$

式中，运算符 F 定义为

$$F_T(t, \nu) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} X(u) e^{-j2\pi \nu u} du \quad (3-23)$$

对于不同的授权用户信号，其 $S_x^\alpha(f)$ 会在不同的频率 f 与循环频率 α 处出现峰值；而对于噪声，因其不具有循环平稳特性，仅在 $\alpha = 0$ Hz 频率处出现峰值。循环平稳特征检测算法根据频域和循环频率域上峰值位置的不同可用来检测授权用户信号是否出现。

通过对谱相关函数分析寻找循环频率特性的频谱检测算法通常称为基本的循环平稳特征检测。与能量检测算法相比，该算法尤其适用于较低接收 SNR 的情况，但其缺点是峰值判断缺乏量化，特别是在极低信噪比情况下，噪声和频谱相关造成的峰值的差异是模糊的。基于频谱相关系数的循环频谱检测算法^[24]改进了这一缺陷。该算法的判决统计量为频谱相关系数，即

$$C_x^\alpha = \frac{S_x^\alpha(f)}{[S(f + \alpha/2)S(f - \alpha/2)]^{1/2}} \quad (3-24)$$

频谱相关系数具有归一化的形式，方便检测器检测门限的设置。检测门限 λ 由仅有噪声存在时的检测结果确定，即

$$\lambda = \max(I(\alpha)) / \sqrt{(\sum_{\alpha=0}^N I^2(\alpha)) / N} \quad (3-25)$$

式中， $I(\alpha) = \max_f |C_x^\alpha(f)|$

文献[23]指出基于频谱相关系数的循环平稳特征检测算法与基本的循环平稳特征检测算法相比,在低信噪比的情况下,检测时间更短,性能更好。其仿真结果表明,在信噪比为-3 dB时,当 N 达到 150 后,多数调制信号的检测概率均可达到 100%正确识别。

以上讲述了循环平稳特征检测算法如何检测授权用户是否存在,除此之外,该算法还可以根据信号不同调制方式所特有的循环谱特性,结合信号分类算法来区分授权用户类型。传统的循环平稳特征检测算法在进行信号分类时,主要有基于隐马尔可夫模型 (Hidden Markov Mode, HMM) 的算法^[24]或基于人工神经网络 (Artificial Neural Network, ANN) 的算法^[25]。基于 HMM 的算法能有效识别时变信号,但不能突出信号间的差异,且较依赖于信号的先验信息。基于 ANN 的算法虽分类特性较强,但难于分析时变信号。在实际 CR 应用中,CR 用户应该具备迅速感知授权用户信号变化并区分其调制类型的能力,从而更好地适应外界环境,充分利用频谱空穴。为满足这一要求,文献[26]提出了一种新型的调制信号分类算法,依据循环谱特性,结合 HMM 与支持向量机 (Support Vector Machine, SVM),构建 HMM/SVM 两级分类器,从而对调制信号进行分类识别。其分类流程如下图 3-8 所示。

由图 3-8 可见,该算法首先把待分类的信号送入预处理模块,提取对应的特征参数,然后把这些特征分别送入各调制信号所对应的 HMM 分类器,每个分类器都输出一个待分类信号属于该类的概率,选出可能性最大的两类,再使用相应的 SVM 分类器最终确定信号所属的类别。仿真结果如图 3-9 所示,该算法的有效识别率要高于传统的基于 HMM 和 ANN 信号分类算法,尤其在低信噪比环境下其优势更加明显。以 BPSK 信号为例,在 SNR 为-5 dB 时,相比于 ANN,该算法的识别率可提高约 21%,相比于 HMM 可提高约 31%。

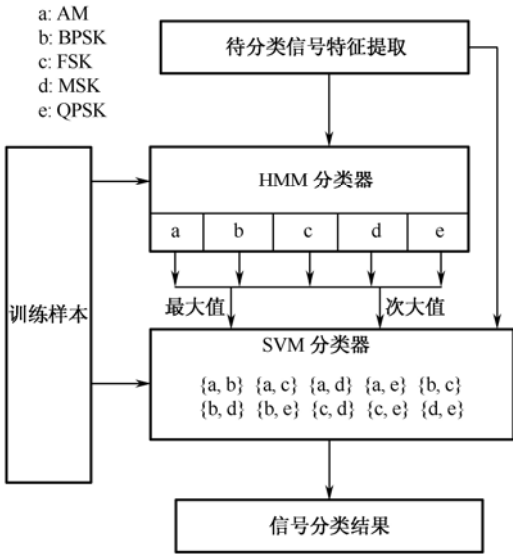


图 3-8 基于 HMM 和 SVM 的两级分类器实现流程图

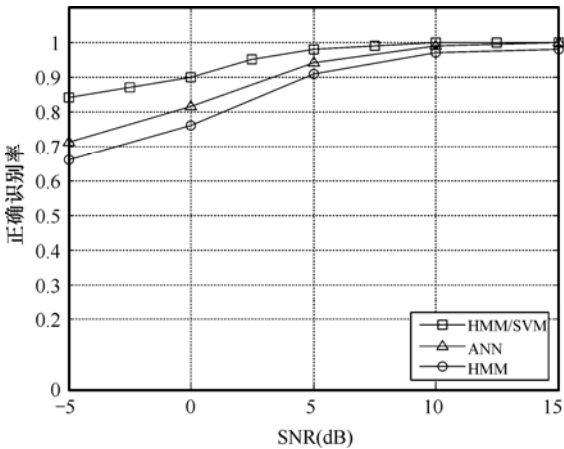


图 3-9 三种分类器对于 BPSK 信号的识别率比较

3.4.4 协方差盲检测

授权用户发射的信号通常经过调制,无线信道的多径影响,以及接收机的过采样,信号样值的相关性比噪声要高的多。协方差盲检测正是利用这种相关性差异来识别授权信号的有无^[27]。由于这种检测算法无需知道信道的噪声功率,所以称其为盲检测。

基于协方差的盲检测算法主要通过构造 CR 用户处接收信号的协方差矩阵，并对协方差矩阵作对角化运算，根据对角化运算后接收信号协方差矩阵对角线以外元素数值的不同，来识别授权用户是否存在。具体算法如下：当有授权用户信号时，该矩阵为噪声的协方差矩阵和授权信号的协方差矩阵的叠加，即

$$\mathbf{R}_x = E(\mathbf{y}^T(k)\mathbf{y}(k)) \quad (3-26)$$

式中， $\mathbf{y}(k)$ 是由接收信号构成的行向量。而仅存在噪声情况下的协方差矩阵表示为

$$\mathbf{R}_w = \sigma^2 \mathbf{G} \quad (3-27)$$

式中， σ^2 为噪声方差， $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{H}^T$ 。H 为滤波器冲激响应， \mathbf{G} 为正定共轭矩阵。结合上述两式，对接收信号的协方差矩阵作对角化运算：

$$\tilde{\mathbf{R}}_x = \tilde{\mathbf{R}}_s + \sigma_\eta^2 \mathbf{I} \quad (3-28)$$

式中， $\tilde{\mathbf{R}}_s$ 代表授权信号部分，当授权信号不存在时， $\tilde{\mathbf{R}}_s = \mathbf{0}$ ，接收信号的协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_x$ 为对角阵，即对角线以外元素均为零；而当授权信号存在时， $\tilde{\mathbf{R}}_s$ 是一个非对角阵，即 $\tilde{\mathbf{R}}_x$ 对角线以外的元素不再全为零。

由上述分析可见，基于协方差的盲检测算法由于无需噪声功率信息，因而不受噪声不确定性的影响，可接近理想能量检测性能。但其缺点是构建接收信号的协方差矩阵及对角化运算等均需引入额外的计算处理开销，因而该算法的实现计算复杂度较高。

3.4.5 延时相关性检测

在现有无线通信系统中，为了方便信号的接收解调大多会加入载频、训练序列、循环前缀和前导码等，使信号在时间上呈现出一定的周期性。相比于 3.4.3 节介绍的循环平稳特征检测在循环频率域寻找信号的相关特性，延时相关性检测^[28]则根据每种信号类型在时域呈现出各自特定的周期性，利用特定信号在特定延时周期上体现出的相关性来判断是否出现授权信号。

延时相关性检测算法主要通过计算接收信号 $y(t)$ 与延时接收信号 $y(t - T_d)$ 的相关程度来判断周期为 T_d 的授权信号是否存在，即

$$\int_t y(t) y^*(t - T_d) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \lambda \quad (3-29)$$

该检测算法在时域处理，实时性好，功耗低，可以确定授权用户类型，但是前提条件是要求授权用户信号具有时域周期性，而且要预先知道授权用户信号的特定周期。

延时相关检测算法也可以进行类似循环平稳特征检测算法的拓展。循环平稳特征检测算法通过循环频率域的转换计算了所有频率之间的相关性，以运算量换取对循环频率的查找；延时相关性检测也可以利用这种方式通过遍历所有延时相关性，实现对循环周期的查找。遍历所有延时的相关性检测可以在不需要授权用户信号的信息前提下检测授权用户，代价是运算的复杂度高，实时性下降。

3.4.6 两步检测

上述各种检测算法各有优缺点，实际网络中的检测可以将多种检测算法相结合，实现检

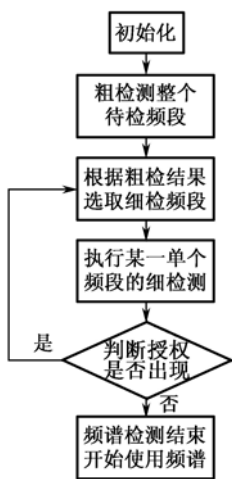


图3-10 两步检测流程图

频谱检测结束，开始使用频谱。

测速度和检测质量的兼顾。在 IEEE 802.22 WRAN 网络标准中提出了两步检测算法，采用两种检测方式串行执行，先由检测速度快的算法对较宽的频带进行粗检，再由检测速度相对较慢、精度较高的检测算法进一步确认^[29]，以达到对检测时间和准确性的折中，即粗检加细检的两步检测。两步检测的流程图如图 3-10 所示。

在粗检阶段中，经典能量检测的频域实现利用 FFT 变换，但其频域分辨率是固定的，不能达到灵活可变的动态检测精度的需求。而采用多分辨率频谱检测（Multi-Resolution Spectrum Sensing, MRSS）^[30~32] 算法，通过连续小波变换计算检测频带的能量，可以实现可变分辨率的分析，其实质是利用小波变换估算接收信号的功率谱^[33]，从实现形式上看，类似于能量检测算法的频域实现。

MRSS 算法的具体步骤是：首先计算接收信号与特定小波基函数的相关系数，即小波变换的系数，具体方法是通过改变小波基函数的冲激时长和载频，得到接收信号在不同频率分辨率及不同频率下的小波变换系数。构建小波基函数 $w_{Q,k}(t)$ 和 $w_{I,k}(t)$ ，分别由窗冲击函数 $w(t)$ 分别与正弦函数，余弦函数相乘得到，即

$$w_{Q,k}(t) = w(t) \sin(2\pi f_k t) \quad (3-30)$$

$$w_{I,k}(t) = w(t) \cos(2\pi f_k t) \quad (3-31)$$

信号与特定的 Serveri 的实施还存在着一些问题，最后依据得到的小波基函数来计算相同频率上的小波变换的平方和，即对相应频率上的能量估算，并根据对该能量的比较判决完成 MRSS 检测。

可见 MRSS 算法就是通过改变 $w(t)$ 冲激时长得到不同分辨率接收信号功率谱的。利用连续小波变换对功率谱估算时，在低频部分具有较高分辨率，而在高频部分分辨率较低。理论上可以通过减小 $w(t)$ 冲激时长达到对高频部分的高分辨率，但由于小波的特性，时域波形变窄，将导致频域波形变宽，致使对高频的分辨率有限。而且，小波基函数动态改变 $w(t)$ 和正弦、余弦函数的频率将得到不同精度检测信号的功率谱。所以，粗精度的检测可以实现对宽频带的快速检测，细精度的检测可以提高检测性能。此外，由于 MRSS 检测在时域实现，该检测算法功耗低，实时性好，从而可以对整个宽频带范围进行灵活、可变的快速信号检测，并选取值得进一步细检的窄带频谱范围。

粗检阶段后则开始进入细检阶段，在该阶段通常可以采用前面所介绍的基于特征检测的及利用信号的自相关特性的频谱感知算法，通过产生谱相关函数或延时信号以进行相关性计算，从而实现准确、高效的时频域特征检测，具体算法参见 3.4.1~3.4.5 节，这里不再赘述。

3.5 基于接收机信号的检测

以上讨论的频谱感知方法都是基于检测授权用户发射机信号的，但在实际网络中，受到 CR 干扰的不仅仅是授权用户发射机，对干扰更加敏感的通常是授权用户接收机，其根源是 CR 用户发射的信号造成其射频辐射范围内的授权用户接收机无法正常解调、解码授权用户发射机发出的有用信号。

而且，在实际应用场景中，授权用户接收机通常由于作为哑终端，自身只收不发以及受到外部障碍物遮挡，形成“隐终端”现象，如图 3-11 所示。

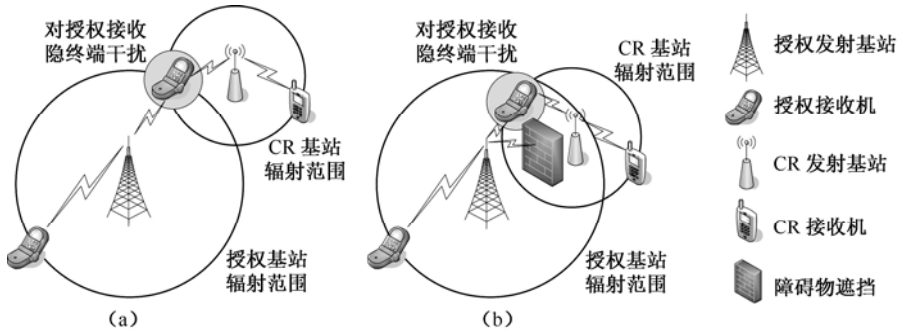


图 3-11 隐终端现象

由图 3-9 (a) 可见，由于 CR 用户处于授权用户发射机辐射范围的边缘，即距离授权用户发射机较远，造成 CR 用户无法检测到授权信号，而错误地利用授权频谱进行 CR 自身通信，造成对其附近授权接收机的隐终端干扰问题。图 3-9 (b) 则是由于障碍物遮挡，使 CR 用户无法检测到授权信号，从而形成对授权接收机的隐终端干扰问题。例如，在 IEEE 802.22 标准中，电视接收机就是一种哑终端设备，只接收来自电台发射机的射频信号但自身并不发射任何射频信号，因而很容易由上述两种场景造成对电视接收机的隐终端干扰。然而，3.4 节所述的基于发射机信号的频谱感知算法无法发现并检测到授权用户接收机的存在。

为了更加准确地衡量接收机处所受到的干扰程度以及检测和识别授权用户接收机的存在，美国的 FCC^[1]和加州大学伯克利分校的学者^[34]分别提出了以接收机为中心的干扰温度估计和本振泄漏检测的频谱感知方法。

3.5.1 基于干扰温度估计的检测

2003 年，美国的 FCC 提出干扰温度（Interference Temperature）的概念以及量化和管理干扰源的干扰温度模型^[1]。干扰温度指在某接收天线处，其周围地理位置空间内，在某一给定的频带上，该接收机能够正常工作的最差环境的特征的准确描述，即可接收的射频干扰的准确测度。相应的干扰温度模型如图 3-12 所示。

图 3-12 的干扰温度模型规定在给定频带内，任何导致噪声基底（Noise Floor）上升直至超出干扰温度界限（Interference Temperature Limit）的发射都将被视为有害的干扰源。其中，在某一给定环境下的噪声基底是由热噪声、自然噪声源以及人为噪声等构成的。可见，干扰温度模型的提出，使得无线通信中把对干扰的评价从传统的发射机中的操作转向了发射机和接收机之间的以自适应的方式进行的实时性交互活动。

在 CR 技术的应用场景下，可借用干扰温度及其模型来准确衡量 CR 用户发射机对授权用户接收机处造成的干扰程度。具体而言，在该干扰温度模型下，CR 网络中的 CR 用户发射机需要确保其发出的射频信号，在授权用户接收机处近似于噪声。由于这些额外噪声的出现，原始噪声基底在不同点上有所增加，表示为干扰温度模型中噪声基底上的不同尖峰。干扰温

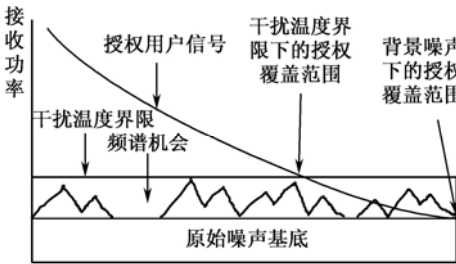


图3-12 干扰温度模型

度模型是对多个射频信号能量进行累加，并根据累加后的总能量是否超过干扰温度界限来判断是否有可利用的频谱机会。该干扰温度界限通常应由频谱管理部门根据授权用户可接受的干扰程度来设定，且该信息应作为 CR 用户已知的先验信息。实际干扰温度可表示为

$$T_1(f_c, B) = \frac{P_1(f_c, B)}{kB} \tag{3-32}$$

式中， T_1 代表干扰温度， $P_1(f_c, B)$ 是中心频率为 f_c 、带宽为 B 处的干扰平均功率， k 是玻耳兹曼常数 (1.3807×10^{-23} J/K)。只要干扰温度小于授权用户接收机所能容忍的干扰温度界限，CR 用户辐射的功率就不会对授权用户接收机造成有害干扰，CR 用户就可以借用未超过干扰温度界限的频谱机会在该频谱上进行 CR 通信。

在 CR 网络中，基于干扰温度的频谱感知就是对观测的授权频段进行干扰温度的谱估计。文献[35]提出了一种名为多窗谱估计方法 (Multi-Taper-Method, MTM)，该方法采用多个窗，每个窗都应用于记录所有检测数据，并采用快速傅里叶变换来计算周期图，最后对周期图取平均得到相应的谱估计结果。该方法选用 Slepian 序列作为窗函数，对在固定带宽 ($f-W, f+W$) 内的时间序列进行线性展开。具体方法为：用 $\{x_t\}_{t=1}^N$ 表示时间序列， $\{w_t^{(k)}\}_{t=1}^N$ 表示有 K 个 Slepian 窗口的标准正交序列， λ_k 是第 k 个特征频谱相对应的特征值，则相应的谱估计表达式为

$$\hat{S}(f) = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} [\lambda_k(f) |Y_k(f)|^2]}{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k(f)} \tag{3-33}$$

其中， $Y_k(f) = \sum_{t=1}^N w_t^{(k)} x(t) e^{-j2\pi ft}$, $k=0, 1, \dots, K-1$ 。Slepian 序列的一个显著特点是其傅里叶变换在带宽 ($f-W, f+W$) 内，在有限抽样尺寸的限制下可以最大化地集中能量。因此采用 Slepian 序列作为窗函数的 MTM 方法可实现在降低谱估计方差的同时而不会增加谱估计的误差，并以此获得各个观察窗下的谱估计结果。

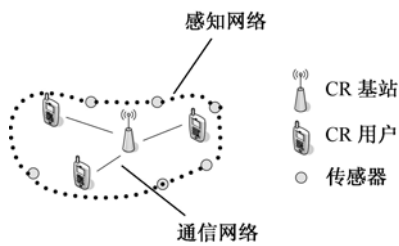


图3-13 感知网络与通信网络融合的CRN网络结构

以上仅是理论分析，在 CR 实际应用中，为了能够可靠、高效地实现干扰温度估计，基于干扰温度的频谱感知方法还需在目标区域布置大量的传感器节点，以获得感知数据。对此，文献[36]提出了一种感知网络与通信网络相结合的 CRN 网络结构，如图 3-13 所示。其中，感知网络部分由部署在目标区域的大量传感器组成，负责基于干扰温度估计的频谱感知，并把检测结果汇报给一个汇聚点 (CR 基站)，由汇聚点对这些数据进行处理和分析，然后将这些感知信息分发给负责数据通信的通信网络。通信网络由一个 CR 基站和若干 CR 用户组成，并通过接收和分析感知网络汇报的检测数据信息，来决定最终使用哪些可用频谱资源进行 CR 数据通信。

综合以上所提到的多窗谱估计方法以及部署传感器的 CRN 网络结构，文献[2]通过部署大量传感器节点，并结合多窗谱估计合并奇异值分解 (Multi-Taper-Method and Singular Value Decomposition, MTM-SVD) 的方法，来进行基于干扰温度谱估计的频谱感知。假设部署的传感器数量为 M ， $Y_k^{(m)}(f)$ 表示由第 m 个传感器计算出的第 k 个特征频谱。由此构建一个 M

行、 K 列的时空矩阵

$$\mathbf{A}(f) = \begin{pmatrix} w_1 Y_1^{(1)}(f) & w_1 Y_2^{(1)}(f) & \cdots & w_1 Y_K^{(1)}(f) \\ w_2 Y_1^{(2)}(f) & w_2 Y_2^{(2)}(f) & \cdots & w_2 Y_K^{(2)}(f) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_M Y_1^{(M)}(f) & w_M Y_2^{(M)}(f) & \cdots & w_M Y_K^{(M)}(f) \end{pmatrix} \quad (3-34)$$

式中，矩阵中的每一列都代表了不同的 M 个传感器感知得到的信息，而且每一行都与不同的 Slepian 窗相乘， $\{w_m\}_{m=1}^M$ 代表不同传感器节点的权重值。

该 $\mathbf{A}(f)$ 矩阵中的每一项都包括加性噪声和射频干扰两部分，可通过下式对矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 进行奇异值分解处理：

$$\mathbf{A}(f) = \sum_{k=0}^{K-1} \sigma_k(f) \mathbf{u}_k(f) \mathbf{v}_k^\dagger(f) \quad (3-35)$$

式中， $\sigma_k(f)$ 是矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 的第 k 个奇异值， $\mathbf{u}_k(f)$ 是第 k 个奇异值左伴随向量， $\mathbf{v}_k(f)$ 是第 k 个奇异值右伴随向量， \dagger 代表 Hermitian 变换。

将矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 进行 Hermitian 变换后，左乘其自身可得到 K 阶方阵 $\mathbf{A}^\dagger(f) \mathbf{A}(f)$ ，该方阵主对角线上的每个元素在去掉度量系数后，可代表经 Slepian 窗后所产生的特征频谱。对 $\mathbf{A}(f)$ 矩阵经奇异值分解处理后得到的各个奇异值，按照由大到小的顺序进行排列 $|\sigma_0(f)| \geq |\sigma_1(f)| \geq \cdots \geq |\sigma_{K-1}(f)| \geq 0$ ，可得出以下结论：

- ① $|\sigma_0(f)|^2$ 是最大特征值，它表示了对干扰温度的估计值，且可以通过结合次大的 2 到 3 个特征值 $|\sigma_1(f)|^2$ 和 $|\sigma_2(f)|^2$ 等来提高干扰温度估计的性能；
- ② 左奇异值向量 $\mathbf{u}_k(f)$ ，表示干扰源的空间分布；
- ③ 右奇异值向量 $\mathbf{v}_k(f)$ ，表示对干扰源波形进行开窗处理的多窗口系数。

MTM-SVD 技术提供了一个估算射频环境中干扰温度功率谱的有效方法，但该方法的缺点是在每一目标频段上都要重复执行特征频谱的计算，导致算法在具体实现过程中计算量较大。

在实际应用中，干扰温度的估算还面临一系列的技术难题，例如，由于有些授权用户接收机处在授权用户发射机覆盖范围和正常解码范围的边缘，因而无法准确评测所有授权用户接收机的接收性能；此外，对干扰温度的估计还需要获取授权用户接收机的准确地理位置信息，而现实中这些位置信息通常是无法获取的。到目前为止，基于干扰温度估计的检测方法还停留在理论研究阶段，还没有一种切实可行的干扰温度测量模型及方法。

3.5.2 基于接收机本振泄漏的检测

除干扰温度估计外，另一种更加直接的、以接收机为中心的频谱感知方法是利用接收机本振泄漏功率来检测授权用户接收机的存在。目前为止，该方法是一种解决 CR 应用中隐终端干扰问题的最直接有效的检测方法。

由上面对隐终端现象的讨论可知，CR 用户干扰隐终端问题的本质原因是无法检测到授权接收机的存在。现有射频无线电通信系统中的接收机设备都是基于超外差接收机的结构进行设计的，其结构如图 3-14 所示。超外差接收机接收到的射频信号经过射频放大后，需要通过本地振荡器产生的本振信号与该放大后的射频信号进行混频处理，从而将射频信号下变频

到中频信号，再进行中频放大、解调等其他处理。在这个过程中值得注意的是，本地振荡器产生的本振信号将不可避免地从天线泄漏出去。根据这一事实，CR 用户可以利用授权用户接收机本地振荡器的泄漏功率，来定位授权用户接收机的位置及其是否正处在工作状态，从而有效解决对授权接收机的隐终端干扰问题。

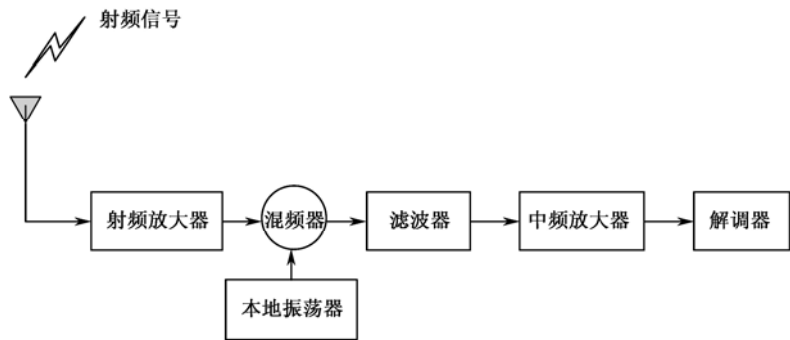


图 3-14 超外差接收机结构图

文献[34]以在授权用户接收机附近布置大量的传感器为假设前提，以 TV 广播电视系统中的 TV 电视接收机为检测对象，通过基于本振泄漏的检测算法来识别正在工作的电视接收机。然而，在实际应用中，基于本振泄漏的检测方法受到检测距离的限制，远距离地检测本振泄漏功率将十分困难，加之本振泄漏的功率是动态变化的，这都将降低检测的准确性，延长检测时间，造成较大的检测误差。若将传感器直接安装在电视机的输入端或者接收天线上，可以增加传感器接收到的本振泄漏功率，并通过特定的控制信道通知 CR 用户，以此提高本振泄漏检测的准确性。

但在实际 CR 应用场景下，由于基于本振泄漏的检测方法需要在所有接收机附近均部署传感器的设想缺乏实际可行性，所以从性价比和可行性两方面考虑，该方法距离实际推广应用还有一定距离。

综上所述，虽然基于授权接收机的检测方法是理论上最有效且最直接的量化授权接收机受干扰程度以及检测判决频谱机会的手段，但是，目前以接收机为中心的干扰温度测量和本振泄漏检测还面临着诸多技术难题有待解决，实现方法仍不成熟。因此，一种行之有效的替代方案是，将对授权接收机的检测转换为对授权发射机的检测，其转换示意图如图 3-15 所示。

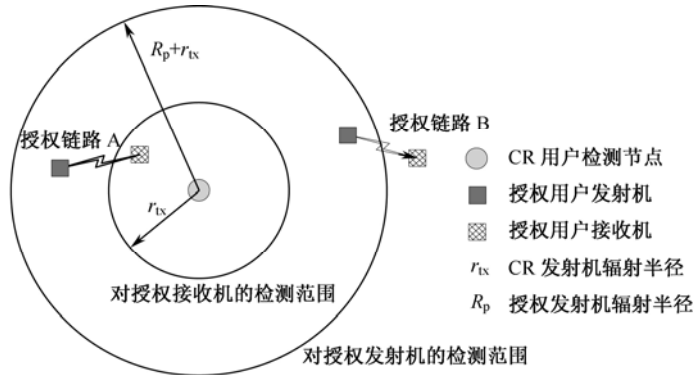


图 3-15 从对授权接收机的检测转换为对授权发射机的检测

由图 3-15 可见，为了避免 CR 用户发射机对其辐射范围内潜在授权用户接收机（如图 3-15 中授权链路 A 的授权用户接收机）的有害干扰，CR 用户的检测范围从 CR 用户发射机辐射范

围 r_{tx} 扩大至授权用户发射机辐射范围 R_p 与 CR 用户发射机辐射范围 r_{tx} 之和 (R_p+r_{tx}) ，即从保证 CR 发射机辐射范围内没有授权接收机转换为保证 CR 发射机辐射范围内没有正处在授权发射机正常辐射范围内的授权接收机，从而可将 CR 用户对授权用户接收机的检测再次转化为对授权发射机信号的检测^[37]。这种对频谱检测范围的扩大将势必造成一些原本可以接入频谱机会的浪费，如图 3-15 中授权链路 B，CR 发射机实际上并不会对授权链路 B 中的授权用户接收机造成有害干扰，但是由于检测范围的扩大，CR 用户检测到了授权链路 B 中授权用户发射机信号，从而放弃接入该原本可接入的频谱机会。尽管如此，但是在 CR 频谱感知的实际应用中，这种检测范围扩大的方法却有效克服了执行基于接收机检测算法中众多不实际的前提，因此更加行之有效。

3.6 合作检测

在 CR 实际应用中，通常要求 CR 系统检测性能达到虚警概率小于 0.1，同时漏检概率小于 0.01（检测概率高于 0.99），以满足高频谱利用率的同时避免对授权用户的有害干扰。然而由于受内部硬件条件限制、加上外部复杂无线衰落环境等实际因素的影响，仅凭借单用户本地检测达到上述性能指标仍存在着巨大的局限性。考虑到实际 CRN 网络中多个 CR 用户空间地理位置差异所产生的天然空间分集增益，可将多个本地 CR 用户联合起来，共享单个本地检测信息，从而共同完成对授权用户信号的检测，以达到显著提高 CR 系统整体检测性能的目标。

3.6.1 单用户检测局限性及合作检测增益

3.4 节介绍的各种频谱检测算法均属 CR 单用户本地检测算法，但由于复杂多变的无线传播环境中诸如阴影、多径等不利因素影响，使得本地频谱检测算法的检测性能明显下降。以 3.4.2 节中所介绍的能量检测算法在 Rayleigh 衰落无线传播环境下的检测性能分析为例，当能量检测门限给定时，即其虚警概率 P_f 一定，Rayleigh 多径衰落信道下的漏检概率 P_m 比 AWGN 信道条件下最高可升高约 10 dB，如图 3-16 所示，这就必然增大了对授权用户的有害干扰。

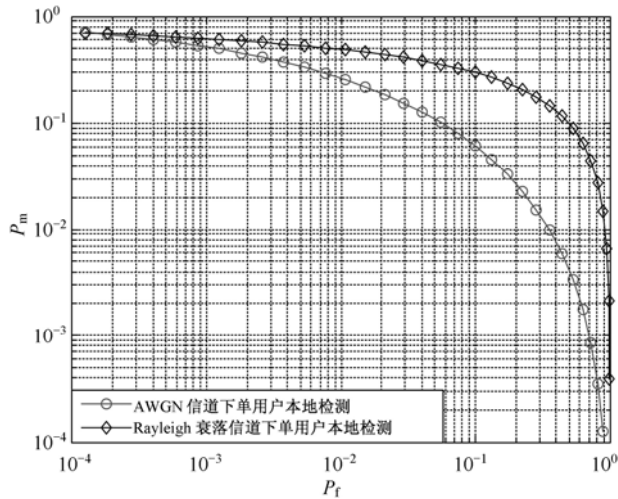


图 3-16 AWGN 信道和瑞利衰落信道下本地能量检测性能对比

除此之外，对于 3.5 节中所讨论的由于受障碍物遮挡的影响，单用户本地检测将不可避免地出现隐终端现象，从而造成对授权用户接收机的潜在干扰。从统计意义上讲，由于用户

空间位置的差异性，所有 CR 用户均被相同障碍物遮挡的概率明显小于单个 CR 用户被遮挡的概率，多个用户合作检测可有效克服该隐终端干扰问题。

由此可见，将用户间的合作引入到 CRN 网络中的频谱检测是十分必要的，其合作检测增益主要表现为：

- ① 提高 CRN 网络的整体检测性能，通常用系统检测概率 Q_d 、系统漏检概率 Q_m 以及系统虚警概率 Q_f 来表示；
 - ② 提高 CRN 网络的整体检测效率，通常表现为缩短系统的总体检测时长。
- 目前实现基于合作的频谱检测主要采用分布式多用户合作检测和协作分集式合作检测。

3.6.2 分布式多用户合作检测

在分布式多用户合作检测中，如图 3-17 所示，各个 CR 用户将本地检测信息上报给 CR 基站（或称为融合中心），由 CR 基站进行本地检测信息的数据融合处理后做出最终的频谱决策。这种分布式多用户合作检测可在提高 CRN 网络整体系统检测性能的同时，降低对单个本地 CR 用户检测精度的要求。

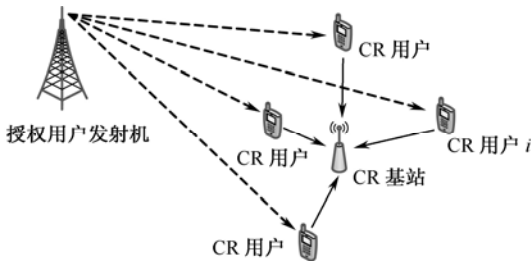


图 3-17 分布式多用户合作检测方式

以 OR 融合判决规则为例，假设各本地检测具有完全相同的检测性能时，合作后的系统检测概率为 $Q_d = 1 - (1 - P_d)^n$ ，其中 P_d 表示单个 CR 用户的本地检测概率， n 代表参与合作检测的用户数。由此可见，当单个本地检测的 P_d 为 0.9 时，仅通过 2 个用户的合作后系统的检测概率 Q_d 就可提高至 0.99。

为更加清晰地比较单用户频谱检测与分布式多用户合作检测在检测性能上的差异，我们仍然以 OR 规则为例，仿真了在 Rayleigh 衰落环境下单用户本地检测与分布式多用户合作检测的检测性能曲线，如图 3-18 所示。

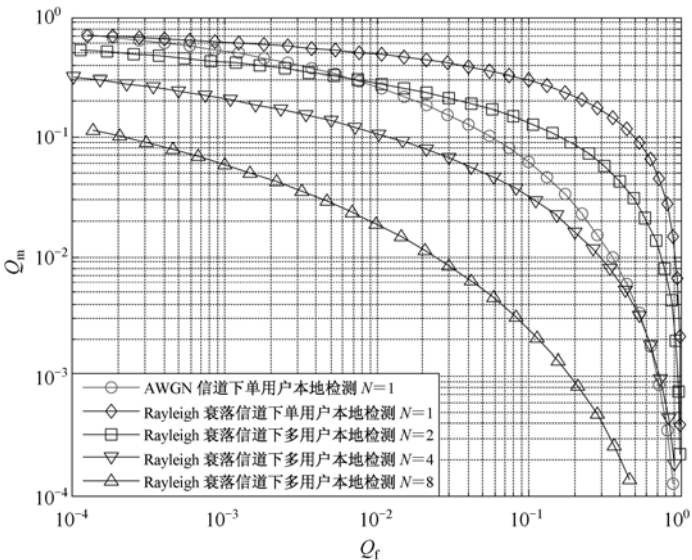


图 3-18 单用户本地检测与分布式多用户合作检测的检测性能对比（OR 规则）

由图 3-18 可见,相比于单用户频谱检测,多用户分布式合作检测可明显提高 CR 网络的整体系统检测性能,且当参与合作检测的用户数达到 4 个时, Rayleigh 衰落环境下合作后的系统检测性能将优于单个用户在 AWGN 信道下的本地检测性能。

以上的分析只是在理想的合作条件下,对分布式多用户合作检测相比单用户本地检测在检测性能上的改善情况做了简要分析。然而,在实际应用中,多用户分布式合作检测的检测性能还与合作 CR 用户特征、报告信道和用户间信道条件,以及融合与决策方式等因素密切相关,下面将对这三个方面进行逐一讨论。

1. 合作CR用户特征

在合作检测中,执行本地检测的 CR 用户是参与合作的个体。合作 CR 用户的数量、位置和行为等特征直接影响着系统的整体检测性能。

(1) 合作 CR 用户数量

传统的合作检测算法通常假设全部用户均参与合作,但文献[39]表明,在合作检测的实际应用中,只需选取一定数量的、具有较高接收信号信噪比的本地用户参与合作检测,就可以达到 CRN 网络中系统的最优合作检测性能。以寻找最优合作 CR 用户数为目标,从保护授权用户和提高 CR 用户频带利用率两个角度出发,分别讨论了在满足给定检测概率要求下实现虚警概率最小化以及在满足一定虚警概率条件下实现检测概率最大化的问题。两种情况下最优化问题的求解分别基于能量检测中虚警概率与检测概率的对应关系表达式:

$$P_f = Q(\sqrt{2\gamma+1} Q^{-1}(\bar{P}_d) + \sqrt{N}\gamma) \quad (3-36)$$

$$P_d = Q\left(\frac{1}{\sqrt{2\gamma+1}}(Q^{-1}(\bar{P}_f) - \sqrt{N}\gamma)\right) \quad (3-37)$$

通过对合作用户数进行优化后,由于参与合作的 CR 用户数减小,合作信令开销大幅降低,同时由于选取信噪比较好的 CR 用户参与合作,合作检测性能也有了明显的改善。与所有 CR 用户均参与合作相比,在给定 P_d 的情况下,当采用 OR 规则时,200 个用户中仅选取 19 个信噪比较好的 CR 用户参与合作检测, P_f 从 6.02% 减小到 0.06%; 在 P_f 一定的情况下,当采用 AND 规则时,从 200 个用户中仅抽取 19 个用户参与合作检测, P_d 从 92.04% 提高到 99.88%。可见通过合作用户数优化,可提高合作检测的系统检测性能。

(2) CR 用户间的阴影相关性

讨论合作检测性能时,为了简单起见通常假设各本地用户都经历独立同分布的阴影和衰落信道。在实际无线传播环境中,这种信道独立同分布的假设对于多径衰落信道而言是合理的。但是,由于各用户节点位置距离很近,在位置空间上容易受到相同障碍物的遮挡,各 CR 用户本地检测所经历的阴影衰落不再相互独立。相邻 CR 用户所经历的阴影衰落相关性体现为指数形式^[40],即

$$R(d) = e^{-\varphi d} \quad (3-38)$$

式中, d 代表两个 CR 用户间的间隔距离, φ 是表示特定无线传播环境下表示阴影相关程度的环境因子。

基于对数正态阴影衰落模型。文献[41]讨论了用户间阴影衰落相关性对合作检测性能的影响,当表示用户间阴影衰落相关性的环境因子 φ 为 0.96 时,相比于理想无阴影相关性假设条件下两用户合作检测,其合作检测性能将下降 13%。而且,针对不同的无线传播环境模型,

为达到相同的合作检测性能，郊区 CR 用户之间需要比城市 CR 用户间隔更远的距离（郊区由于障碍物较少，其环境因子 ϕ 较小，所以用户间阴影衰落的相关性更强）。文献[42]指出：由于阴影衰落相关性的客观存在，在给定区域内随着合作 CR 用户数的增加，合作增益（由于采用多用户合作检测，各 CR 用户接收信号灵敏度要求可相应降低，此处的合作增益具体表现为各 CR 用户检测门限的提高）会趋近于一个门限，该门限取决于 CR 用户间的平均间隔距离。所以，以增加用户数来提高合作检测增益的设想，受到阴影衰落相关性的制约。然而，如何准确地区分 CR 用户间是否具有阴影衰落相关性以及如何排除阴影衰落相关性对合作检测性能的影响还有待于进一步的理论分析和算法设计。

(3) CR 用户行为

以上对合作用户的讨论都是假设各 CR 用户以正常的、积极的、合作的行为方式参与合作检测的。然而，在实际应用中，出于对系统安全性的考虑，还有必要分析 CRN 网络中不受信 CR 用户对合作检测性能的影响并寻求相应的对抗方法。不受信用户根据其行为可分为失效用户和恶意用户。因设备功耗受限或因恶劣工作环境影响发生机械故障，从而导致检测失效的 CR 用户，通常以确定的方式报告授权用户总是出现或总是未出现的。在这种情况下，可通过对多次本地检测汇报结果的跟踪和分析，来学习和估计出哪些是已经处于检测失效状态的 CR 用户。针对存在检测失效 CR 用户的解决办法是，只需相应提高（总汇报授权用户出现的情况）或降低（总汇报授权用户未出现的情况）合作检测中 CR 基站处融合决策的判决门限^[42]。例如，原合作判决门限为 y 时，即当有 y 个本地 CR 用户报告有授权用户出现就判决为 H_1 ，这时若已知有 z_1 个检测失效 CR 用户总报告授权用户出现，另有 z_2 个检测失效 CR 用户总报告授权用户未出现，则 CR 基站需至少接收到 $y+z_1-z_2$ 个本地 CR 用户报告授权用户出现时才判决为 H_1 ，否则为 H_0 。

以上所述的存在检测失效 CR 用户是一种简单的不受信 CR 用户场景，其应对方法也是简单易行的，然而，如果 CRN 网络中存在以不确定方式干扰正常合作检测的恶意用户时，则需要利用 EM (Expectation Maximization) 算法作为理论工具，采用不完全数据参数学习的最大似然估计来剔除合作中的恶意用户，并补全受损的检测观察结果，并依据补全后的数据对目标参数进行对数似然估计，从而对抗恶意 CR 用户对合作检测性能的影响^[43]。EM 算法的实现分为 E (Expectation) 阶段和 M (Maximization) 阶段，并且两阶段交替迭代执行。由于引入了恶意用户行为，需要修正原二元假设模型为

$$Y_j = \begin{cases} w_j & : H_0 \\ h_j X + w_j & : H_1 \\ Z_j & : \text{判断是否为恶意用户} \end{cases} \quad (3-39)$$

式中， j 表示合作用户的标识， Z 为 1 时表示该用户为恶意用户。

设定系统的目标参数为

$$\begin{bmatrix} \pi_0 \\ \pi_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(X=0) \\ p(X=1) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \gamma_{j0} \\ \gamma_{j1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(Z_j=0) \\ p(Z_j=1) \end{bmatrix}, \quad \theta = [\pi_0, \pi_1, \gamma_{j0}, \gamma_{j1}] \quad (3-40)$$

根据观察结果和目标参数构建对数似然函数，即

$$l(\theta; Y) = \log p(Y; \theta) = \log [p(Y | X=0)\pi_0 + p(Y | X=1)\pi_1]$$

在 E 阶段，根据部分观察结果对授权用户出现状况和恶意用户行为进行后验概率计算：

$$\begin{cases} p(X = \{0,1\} | Y) = \frac{p(Y | X = \{0,1\})\pi_{\{0,1\}}}{p(Y)} \\ p(Z_j = \{0,1\} | Y_j) = \frac{p(Y_j | Z_j = \{0,1\})\gamma_{\{0,1\}}}{p(Y_j)} \end{cases} \quad (3-41)$$

在 M 阶段，针对构建的对数似然函数，利用拉格朗日乘数法求解目标参数 π 和 γ_j ，并根据对这两个参数的估计来实现对恶意用户的判断以及授权用户是否出现的检测，即

$$\begin{cases} \pi_{\{0,1\}} = p(X = \{0,1\} | Y) \\ \gamma_{j\{0,1\}} = p(Z_j = \{0,1\} | Y_j) \end{cases} \quad (3-42)$$

EM 算法对抗恶意用户性能的好坏与恶意用户数目、恶意用户所占比例以及信道参数有关^[43]。目前，应用 EM 算法对抗恶意 CR 用户的讨论只是针对简单的恶意 CR 用户行为，而对于更智能恶意 CR 用户的检测 and 对抗方法还有待于进一步研究。

2. 报告信道和用户间信道条件

在分布式多用户合作检测中，各 CR 用户需将本地检测信息通过 CR 用户与 CR 基站（融合决策中心）之间的报告信道上传至融合决策中心，最终由融合决策中心对本地检测信息进行融合与决策，并由此判断授权用户是否出现。但是，在实际 CRN 网络中，CR 用户上传本地检测信息时必将带来一定的信令开销，而用于承载这些本地检测信息的报告信道通常又是带宽受限的，而且实际无线信道通常还受到各种衰落的影响，因而制约着分布式多用户合作检测的性能。

针对这种带宽受限的报告信道条件，文献[44]提出了一种基于双门限本地检测信息汇报的合作检测方法，即只有掌握足够可信检测信息的本地 CR 用户才上传其本地检测信息，从而可以大幅减少受限信道上的上传比特开销。对比传统单门限本地检测上报方法，双门限检测方法在每个 CR 用户处均设有两个上报门限，当检测信号能量低于低门限时，本地检测用户上传 0（报告授权用户未出现）；当检测信号能量高于高门限时，上传 1（报告授权用户出现），而对于检测信号能量介于两个门限之间时，不上报任何检测结果。在合作检测性能基本保持不变的前提下，该双门限合作检测方法相比于单门限合作检测，减少了 50% 的上传比特开销。然而，在 CR 实际应用中，不同无线衰落信道模型下双门限的选取以及噪声不确定性对双门限系统检测性能的影响等问题还有待于进一步的分析和研究。

除了带宽受限的影响外，在进行本地检测信息的上传汇报时，分布式多用户合作检测性能还将受到非理想无线衰落信道环境的严重影响。如图 3-19 所示，在实际合作检测应用场景中，各实体间的无线传播信道，如授权用户发射机与 CR 用户间的检测信道、CR 用户与 CR 基站间的报告信道、各 CR 用户之间的用户间信道，均为非理想无线衰落信道。

当考虑到以上实际无线衰落信道的客观存在后，分布式多用户合作检测的性能将不可避免地受到严重的影响，其检测性能恶化情况如图 3-20 所示。

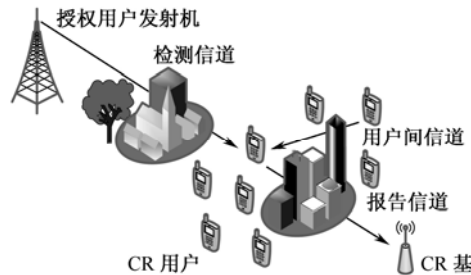


图3-19 衰落无线信道环境下的分布式多用户合作检测

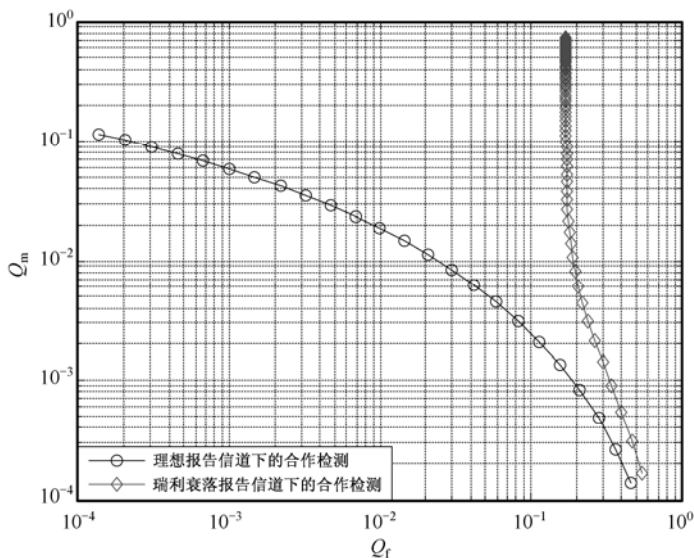


图 3-20 理想与衰落报告信道合作检测性能对比（合作用户数 $N=8$ ，OR 规则）

从图 3-20 可见，相比于理想报告信道条件下的合作检测性能，衰落报告信道下的合作检测性能已经严重恶化，主要体现为虚警概率 Q_f 始终大于 0.1，而这是实际 CRN 网络无法接受的（为提高频谱利用率 CR 网络通常要求 Q_f 小于 0.1）。造成这种恶化的原因是，由于报告信道上的衰落影响，使得本地检测信息在上报时容易发生传输错误，且和报告信道的 SNR 直接相关，具体表现为比特误码率（Bit Error Rate, BER）。

为克服该衰落报告信道上的传输错误影响，文献[45]提出了一种利用选择分集的合作检测方法，即选择报告信道瞬时 SNR 最大的 CR 用户作为簇首，而其他 CR 用户均向该簇首汇报本地检测结果，再由簇首向 CR 基站报告。该方法假设各 CR 用户之间的信道是完全理想的，但是在 CR 实际应用中，CR 用户间信道同样会受到各种衰落的影响，因而在实际传播环境中该方法通常仍然无法达到检测性能的要求。

针对上述各实际无线信道的衰落问题，文献[46]综合考虑了检测信道、报告信道、用户间信道上的衰落影响，利用多用户选择分集和传输错误比较判决机制，提出了一种动态多头选择的分布式合作检测方法。该方法的实现流程如下图 3-21 所示。

在该实现流程中，首先针对报告信道上的衰落影响，利用多用户选择分集增益，即从多个 CR 用户中选择 SNR 最大的 CR 用户作为 CR 头用户。因此在所选出的 CR 头用户处，其 SNR 的累积分布函数为

$$\begin{aligned} P_{\rho_{\max}}(\rho) &= \Pr(\rho_{\max} < \rho) = \Pr(\max[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N] < \rho) \\ &= \prod_{i=1}^N \Pr(\rho_i < \rho) = (1 - e^{-\rho/\bar{\rho}})^N \end{aligned} \quad (3-43)$$

对该累积分布函数进行求导后，所选 CR 头用户处 SNR 的 PDF 为

$$p_{\rho_{\max}}(\rho) = \frac{N}{\bar{\rho}} (1 - e^{-\rho/\bar{\rho}})^{N-1} e^{-\rho/\bar{\rho}} \quad (3-44)$$

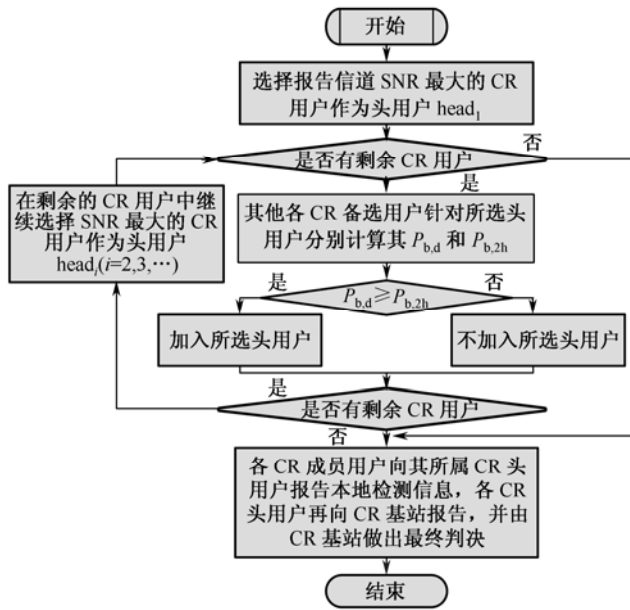


图 3-21 动态多头选择的分布式合作检测方法流程图

因此, 所选 CR 头用户在其衰落报告信道 (此处仍以瑞利信道为例) 上的误比特概率可表示为

$$\begin{aligned}
 P_{b,h} &= \int_0^{\infty} P_b(\rho) p_{\rho_{\max}}(\rho) d\rho = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\rho}) \frac{N}{\rho} (1 - e^{-\rho/\bar{\rho}})^{N-1} e^{-\rho/\bar{\rho}} d\rho \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^{N-k-1} \binom{N-1}{k} \frac{N}{2(N-k)} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\rho}}{N-k+\bar{\rho}}} \right)
 \end{aligned} \quad (3-45)$$

由于所选 CR 头用户利用了多用户选择分集增益, 它在衰落报告信道上的传输差错将随着合作 CR 用户数的增加而减小。

除利用多用户选择分集选择头用户外, 该方法还针对任意两个 CR 用户间信道上无线衰落影响所造成的传输差错, 采用 CR 用户间传输错误门限比较判决机制, 根据所选出的 CR 头用户, 每个 CR 备选用户 (尚未被选为 CR 头用户且尚未与已选 CR 头用户建立关联的 CR 用户, 某 CR 备选用户与所选 CR 头用户及 CR 基站的关系如图 3-22 所示) 做出如下比较并判决是否加入所选 CR 头用户 (即成为该 CR 头用户的 CR 成员用户):

$$\begin{cases} \text{如果 } P_{b,d} \geq P_{b,2h}, & \text{则加入所选头} \\ \text{如果 } P_{b,d} < P_{b,2h}, & \text{则不加入所选头} \end{cases} \quad (3-46)$$

式中, $P_{b,d}$ 表示某 CR 备选用户若直接向 CR 基站汇报本地检测消息时所对应的传输比特错误概率, $P_{b,2h}$ 表示该 CR 备选用户若加入所选 CR 头用户, 所对应的两级汇报的传输错误概率为

$$P_{b,2h} = 1 - (1 - P_{b,m})(1 - P_{b,h}) - P_{b,m}P_{b,h} \quad (3-47)$$

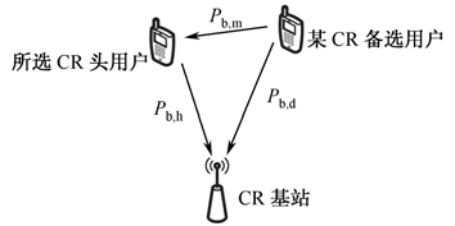


图 3-22 某 CR 备选用户与所选 CR 头用户及 CR 基站的关系

式中， $P_{b,m}$ 是该 CR 备选用用户与所选 CR 头用户间信道上的传输比特错误概率， $P_{b,h}$ 是所选 CR 头用户的传输比特错误概率。

通过联合利用多用户选择分集和用户间传输错误门限比较判决机制，基于动态多头选择的合作检测方法可以明显改善 CR 系统在实际复杂无线传播环境中的检测性能，且提高了合作检测在衰落环境中的鲁棒性，如图 3-23 所示。从图中可见，相比于传统的分布式检测方法和仅采用选择分集的方法，该动态多头选择的分布式合作检测方法在系统检测性能方面最多提高 90% 的合作检测增益，且在 Q_m 小于 0.01 时其合作检测性能近似于理想信道下的合作检测性能，充分体现了该方法的鲁棒性。

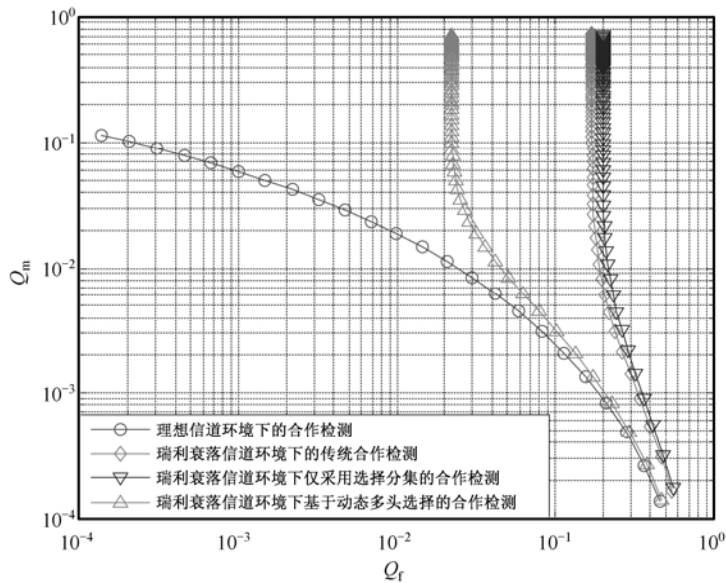


图 3-23 衰落信道环境下不同合作检测方法的检测性能对比（合作用户数 $N=8$ ，OR-rule）

3. 融合与决策方式

在分布式多用户合作检测的信息融合中，根据 CR 用户上传本地检测判决信息的不同可分为硬判决和软判决两种方式。在硬判决过程中，各本地 CR 用户独立做出二元假设判定，并仅将本地判定结果上报至信息融合中心（CR 基站）。而软判决过程则将观测空间分为多个检测区域，且各 CR 用户的本地判定结果包含有该本地判定的可信度信息，并使用可信度来定量度量本地检测的判决结果。针对 CRN 网络中的多用户合作检测，文献[42]指出，在保证各合作 CR 用户严格同步的条件下，软判决的检测性能要优于硬判决，且随着合作 CR 用户数的增加，合作检测性能的改善将更加明显，这是因为软判决可以为最终判决提供更为充分、详实、有效的判决依据信息。

在信息融合中心，汇总后的检测信息根据一定的决策判决规则，将对授权用户是否出现做出最终的判定。常见的决策判决规则有 OR 规则、AND 规则、K-out-of-N 规则。在 OR 规则中，只要有一个 CR 用户判决授权用户存在，则最终判决授权用户存在，所以，其优点在于可最大化保护授权用户免受 CR 用户由于漏检而造成的有害干扰；AND 规则与 OR 规则恰恰相反，当且仅当所有 CR 用户都报告授权用户出现时才最终判决授权用户出现，因此，AND 规则更多的是追求频谱资源利用率的最大化，即系统虚警概率的最小化；K-out-of-N 规则是

OR 规则和 AND 规则的折中，即当在合作的 N 个 CR 用户中，当有等于或多于 K 个 CR 用户报告授权用户出现时，则最终判决授权用户出现。以上三种决策判决规则所对应的合作检测性能分别为

OR 规则

$$\begin{cases} Q_d = 1 - (1 - P_d)^N \\ Q_f = 1 - (1 - P_f)^N \end{cases} \tag{3-48}$$

AND 规则

$$\begin{cases} Q_d = (P_d)^N \\ Q_f = (P_f)^N \end{cases} \tag{3-49}$$

K-out-of-N

$$\begin{cases} Q_d = \sum_{j=K}^N \binom{N}{j} P_d^j (1 - P_d)^{N-j} \\ Q_f = \sum_{j=K}^N \binom{N}{j} P_f^j (1 - P_f)^{N-j} \end{cases} \tag{3-50}$$

在实际应用中，由于参与合作检测的 CR 用户受信道衰落、噪声不确定性以及相邻节点间阴影相关性等不利因素的影响，使融合后的检测信息仍然具有较大的不确定性，因而采用单比特硬判决信息融合方式不能充分反映用户的所有观测信息。针对以上问题，为提高检测信息融合的准确性，文献[47]提出了一种基于 D-S（Dempster-Shafer）证据理论的检测信息融合与决策算法。每个 CR 用户在执行本地频谱检测的同时，计算其检测可信度 $\alpha_i = f(h_i, L_i)$ ，其中 i 代表授权用户标识， h_i 代表检测信道增益， L_i 代表 CR 用户到授权用户的距离。将各 CR 用户本地检测结果 $SU_i_decision$ 连同检测可信度 α_i 一起上传至信息融合中心，利用 D-S 证据融合理论对本地检测信息进行融合并对授权用户是否出现做出最终判断，即

$$Final_Decision = Func_{D-S}(SU_i_decision, \alpha_i), \quad i=1, \dots, N$$

(3-51)

当本地检测采用能量检测，且在信道信噪比为-14 dB 条件下，采用 D-S 融合决策算法的合作检测相比于传统的合作检测算法，在 CR 系统的合作检测性能方面可提高约 10%的性能增益^[47]。

3.6.3 协作分集式合作检测

在 CRN 网络中，不同 CR 用户相对于授权用户的位置是不相同的，利用这种天然的非对称性，可借用 Ad Hoc 和传感器网络中已有的空间协作分集协议进行合作检测，利用 CR 用户之间的中继转发功能，通过不同支路的分集增益来提高 CR 网络中处在可正常检测授权发射机的检测范围边缘的 CR 用户的频谱检测速度，即快速发现频谱机会或授权用户的再次出现，从而满足 CR 技术中的频谱捷变性要求。文献[48~51]提出利用放大转发协议（Amplify-and-Forward Protocol, AF Protocol）进行空间合作分集，如图 3-24 所示。其中为了简化分析，假设该应用场景中有 1 个授权用户 P，2 个 CR 用户分别为 U_1 和 U_2 ，以及 1 个 CR 基站，且两个 CR 用户均以相互中继转发加时分多址接入（Time Division Multiple Access, TDMA）的模式接入可利用的频谱机会并向 CR 基站传输数据。

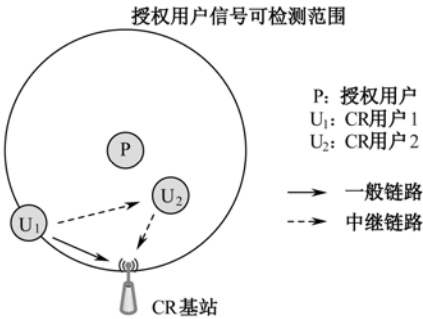


图3-24 协作分集式合作检测方式

根据 AF 中继转发协议, 这两个 CR 用户相互协作, 相互作为对方的协作中继, 在连续的时间间隙里分别发送各自信号, 如图 3-25 所示, 在时隙 T_1 中, U_1 发射、 U_2 检测, 在时隙 T_2 中, U_2 转发前一个时隙检测到的信息, 因此在转发 U_1 数据的同时也转发了检测到的授权用户信号 (在 H_1 假设前提下), 这样就可以使在授权发射机信号可检测范围边缘处的 CR 用户 U_1 可在较短的时间内及时发现授权用户发射机, 减少了频谱检测时间 (即提高了频谱捷变性)。

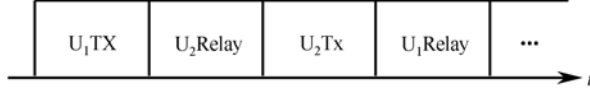


图 3-25 AF 中继协议时隙图

协作分集式合作检测和 CR 用户的空间位置相关性很大, 所以以下将分为 CR 用户位置固定以及 CR 用户位置具有移动性两种情况分别进行讨论。

1. CR 用户位置固定

对于 CR 网络中 CR 用户位置固定的情况, 文献[48]在假设授权发射机位置已知且 CR 用户转发功率不受限制的前提下, 利用两个 CR 用户间的空间合作分集来缩短检测时间、提高频谱捷变增益。在 T_1 时隙, 在 CR 用户 U_2 处所接收到的信号为

$$y_2 = \theta h_{p2} + ah_{12} + w \quad (3-52)$$

式中, θ 表示授权用户是否出现 (等于 1 代表 H_1 , 等于 0 代表 H_0), h_{p2} 代表从授权用户到 CR 用户 U_2 的信道增益, a 为 CR 用户 U_1 在时隙 T_1 发射的信号, h_{12} 为 CR 用户 U_1 和 U_2 间的信道增益, w 表示高斯白噪声。

在 T_2 时隙, U_2 作为中继节点转发其在 T_1 时隙接收到的所有信号, 而 U_1 则进行检测, 此时在 U_1 处, 检测到的信号为

$$y_1 = \sqrt{\beta}h_{12}(\theta h_{p2} + ah_{12} + w) + \theta h_{p1} + w \quad (3-53)$$

式中, β 为 U_2 作为中继时转发的比例控制因子, h_{p1} 代表从授权用户到 CR 用户 U_1 的信道增益。

在 U_1 处, 由于其自身知道在 T_1 时隙所发射的数据信息, 因此在剔除掉这些已知信息成分后, U_1 所剩的信号为

$$Y = \theta H + W \quad (3-54)$$

式中, $H = h_{p1} + \sqrt{\beta}h_{p2}h_{12}$ 和 $W = w + \sqrt{\beta}h_{12}w$ 。

当假设本地检测采用能量检测来实现时, 由于 U_2 用户距离授权用户较近, 所以其作为中继转发 U_1 用户信号的同时, 也放大转发了授权发射机信号, 使得在检测边缘的 U_1 可以收到 U_2 放大转发的授权发射机信号, 故采用 AF 中继转发协议的空间协作分集式合作检测的合作增益可表示为

$$\mu_{n/c}(2) \square \frac{T_n}{T_c} = \frac{2 \left(\frac{1}{p_n^{(1)}} + \frac{1}{p_n^{(2)}} - \frac{1}{p_n^{(1)} + p_n^{(2)} - p_n^{(1)} p_n^{(2)}} \right)}{\left(2 - \frac{p_c^{(1)} + p_n^{(2)}}{2} \right) \left(p_c^{(1)} + p_n^{(2)} - p_c^{(1)} p_n^{(2)} \right)} \quad (3-55)$$

式中， T_c 、 T_n 分别表示合作与非合作时的 CR 系统检测时间， $p_c^{(i)}$ 和 $p_n^{(i)}$ 分别表示合作检测和非合作检测时 CR 用户 i 的检测概率。与非合作检测相比，采用空间协作分集式的合作检测可使 CR 系统整体检测时间节省约 35%^[48]。

为了避免干扰，通常 CR 用户的发射功率是受限的。为了更加贴近实际，文献[49]针对基于 AF 协议的空间合作分集算法，以中继 CR 用户发射功率受限为前提，讨论了多用户单载波条件下的捷变增益（非合作系统检测时间与合作检测时间的比值）。此外，在实际应用中，为每个 CR 用户逐一选择并分配中继用户是比较困难的。因此，给定一个授权用户发射机信号接收功率门限 Power^* 作为衡量某 CR 用户是作为被中继用户还是中继用户的判决依据^[49]，即如果 CR 用户的接收功率高于该门限，则作为中继用户，反之则作为被中继用户。 Power^* 可通过下式来求得：

$$p_n^* = P_f^{\text{Power}^* + 1} \Rightarrow \text{Power}^* = \frac{\ln(P_f / p_n^*)}{\ln p_n^*} \quad (3-56)$$

式中， p_n^* 代表非合作时的 CR 用户的检测概率。

2. CR用户具有移动性

在实际的 CRN 网络中，CR 用户的移动性将加大获取 CR 用户位置信息以及选择中继用户的难度。针对空间协作分集合作检测中 CR 用户具有潜在移动性的特点，文献[50,51]提出利用基于到达时间（Time Of Arrival, TOA）的 UWB 定位技术，根据数据包中的时间戳计算数据包在信道中的传输时间，从而判断 CR 用户间的距离，动态更新移动 CR 用户的空间位置信息。然后，针对 CR 用户与授权用户的相对位置变化，通过授权发射机信号接收功率与给定功率门限的比较，动态选择、实时调整中继 CR 用户及其与被中继 CR 用户的关联关系，在此基础上仍然采用 AF 协议实现移动 CR 用户间的空间协作分集式合作检测，从而缩短检测时间、提高频谱捷变性。

3.7 MAC层及跨层检测

在 CR 频谱检测技术中，除了以上所提到的各种物理层频谱检测算法外，还包括频谱检测机制的研究。不同于频谱检测算法中主要研究基于信号的处理与分析，频谱检测机制研究则更关注 MAC 层以及跨层的检测策略和方法^[52]。

基于 MAC 层及跨层的检测机制可对检测参数和检测策略进行选取和优化，高效地指导物理层检测算法准确、快速地发现频谱机会，提高 CR 用户对可用频谱资源的检测性能，实现在最小化对授权用户干扰的前提下最大化 CR 用户的频谱利用率；而且，合理高效的检测机制在保证 CR 用户自身通信质量的同时，可有效节省 CR 用户不必要的检测能量开销，即提高检测效率，这对于应急网络或军事应用中电池能量受限的 CR 用户是至关重要的；此外，合理的检测机制能够有效缩短授权用户再次出现时 CR 用户自身业务的切换延时，提高了 CR 通信链路的 QoS。

以下将围绕 CR 频谱检测机制研究，对检测模式、检测周期、检测时长、检测信道策略、检测静默周期的选取及优化等问题分别进行分析和讨论。

3.7.1 检测模式

在 CR 频谱检测中，为了实现对潜在频谱机会以及随时可能再次出现的授权用户的快速、准确检测，最理想的检测方案是对目标频谱进行连续、不间断的检测。然而，在实际应用中，由于受到硬件条件以及设备能耗的限制，而且除了对频谱进行检测外还需要有效地利用所发现的频谱机会，显然 CR 用户不可能进行不间断的频谱检测，由此引出了关于检测模式的选择问题。

CR 频谱检测机制中根据检测时机的不同，检测模式可分为被动检测（Reactive Sensing）和主动检测（Proactive Sensing）。被动检测模式只在 CR 用户初始化通信以及进行信道（频谱）切换，即需要寻找新的空闲信道时，才启动按需的（On-demand）频谱检测；而主动检测则是除了采用按需检测外，还主动、周期性地检测各个信道（检测周期将在 3.7.2 节中详细讨论），以便为 CR 用户进行信道切换时提供必要的信道搜索信息，减少信道切换延时。以三个候选信道（Ch1、Ch2、Ch3）为例，图 3-26（a）和（b）分别示意了被动和主动两种检测模式。

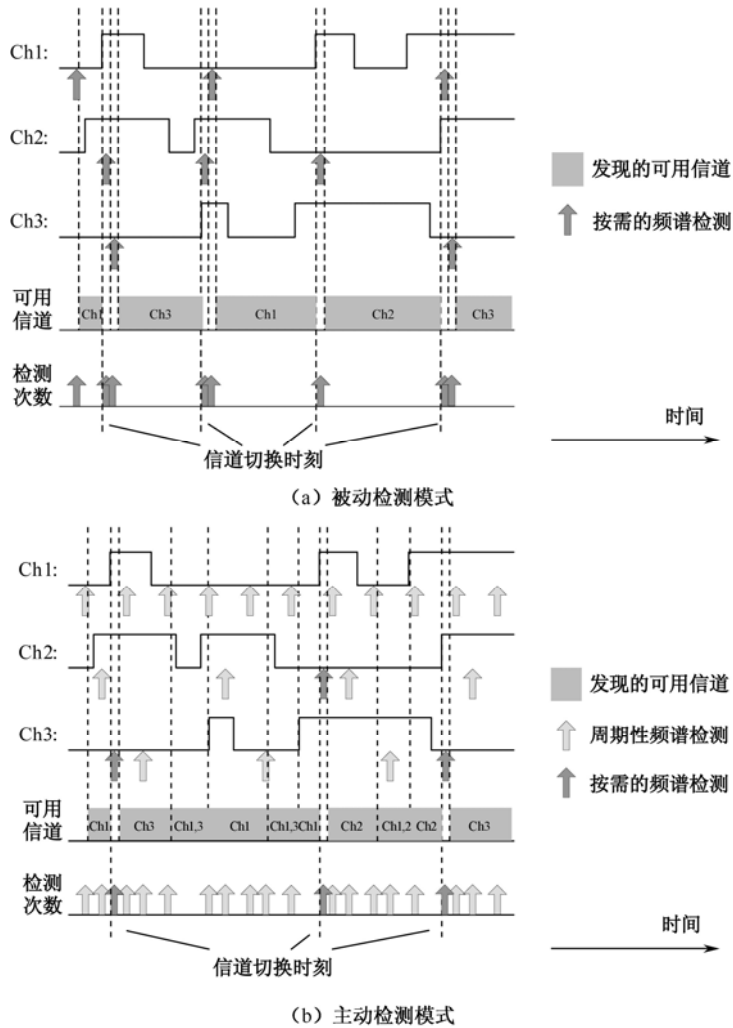


图 3-26 被动检测与主动检测模式

从以上两种检测模式的示意图可以看出：被动检测模式的优点是由于仅进行按需检测而无周期性检测，故总检测次数较少，可节省用于检测的总能量开销（实际应用中不论是按需检测还是周期性检测，在每次频谱检测时都将消耗 CR 用户一定的能量）。被动检测模式的缺点是由于缺乏授权用户信道占用状况等先验信息，当授权用户再次出现（CR 用户需要切换到新的空闲信道）时，正在进行自身通信的 CR 用户不得不随机、逐个地检测其他信道直到检测到新的空闲信道为止，造成寻找空闲信道平均延时较长，严重影响了 CR 自身通信链路的服务质量。相比而言，主动检测模式的优点是 CR 用户通过周期性检测所获取的先验信息有助于指导检测算法快速发现并定位空闲信道，从而缩短了找新的空闲信道的平均延时，使 CR 用户自身业务的平均受中断概率最小化；但其缺点是总检测次数的增加所带来的检测能耗的增大。

可见，对于检测模式的选取，需综合考虑检测次数以及寻找新的空闲信道所需延时，并结合 CR 用户业务的 QoS 要求，实现检测能耗与信道切换延时的折中。在假设用于检测的能量与用于检测的时长成正比例关系的前提下，主动检测模式中用于检测信道所消耗的能量 E^p 可以表示为

$$E^p = \sum_{i=1}^N \frac{T_i^p}{T_p^i} + \sum_{j=1}^M \left(\frac{T_{\text{idle}}^p}{D_j} + \frac{T_{\text{idle}}^p}{A_j} \right) \quad (3-57)$$

式中， N 为待检测的信道数量， M 为数据通信链路的个数， D_j 和 A_j 分别表示在数据链路 j 上 CR 用户数据包的平均离开和到达时间间隔（反应 CR 业务特征）， T_p^i 和 T_i^p 分别为信道 i 的检测周期和检测时长。在主动检测模式下，周期性检测所获得的各信道授权用户利用率等先验信息有助于 CR 用户对检测信道进行优化排序，因而缩短了主动检测中用于寻找新的空闲信道的平均延时 T_{idle}^p ，即

$$\begin{aligned} T_{\text{idle}}^p &= T_1^1(1-\hat{u}^1) + (T_1^1 + T_1^2)\hat{u}^1(1-\hat{u}^2) + \cdots + (T_1^1 + T_1^2 + \cdots + T_1^N)\hat{u}^1\hat{u}^2\cdots\hat{u}^{N-1}(1-\hat{u}^N) + \\ &\quad (T_1^1 + T_1^2 + \cdots + T_1^N)\hat{u}^1\hat{u}^2\cdots\hat{u}^{N-1}\hat{u}^N \\ &= T_1^1 + \sum_{k=2}^N \left\{ \left(\prod_{m=1}^{k-1} \hat{u}^m \right) T_1^k \right\} \end{aligned} \quad (3-58)$$

式中， \hat{u}^i 为 CR 用户观测到的信道 i 的利用率，并按 \hat{u}^i 的升序对各信道进行检测，即 CR 用户优先检测授权用户频谱利用率低的信道。

被动检测模式只在需要寻找空闲信道时才进行频谱检测（无周期性信道检测），因此被动检测模式下，用于频谱检测所消耗的能量 E^r 为

$$E^r = \sum_{j=1}^M \left(\frac{T_{\text{idle}}^r}{D_j} + \frac{T_{\text{idle}}^r}{A_j} \right) \quad (3-59)$$

值得注意的是，被动检测模式虽然减小了总检测次数，但由于缺乏各信道上授权用户的占用规律等信息，寻找空闲信道的平均延时 T_{idle}^r 较长， T_{idle}^r 由随机顺序检测所有可能情况对应延时的统计平均值来表示，即

$$T_{\text{idle}}^r = \sum_{k=1}^{N!} \frac{T_{\text{idle}}^{S_k}}{N!} \quad (3-60)$$

式中， S_k 为 $N!$ 种随机信道检测顺序中的某一种检测顺序， $T_{\text{idle}}^{S_k}$ 表示在检测顺序为 S_k 时用于寻找新的空闲信道造成的搜寻延时，即

$$T_{\text{idle}}^{S_k} = T_1^{S_k(1)} + \sum_{n=2}^N \left\{ \left(\prod_{m=1}^{n-1} \hat{u}^{S_k(m)} \right) T_1^{S_k(n)} \right\} \quad (3-61)$$

在文献[53]中通过建立检测效率函数 $\frac{-E}{1/T_{\text{idle}}}$ ，其中 E 表示用于检测所消耗的能量， T_{idle}

表示寻找新的空闲信道所用的切换延时，并根据式（3-62）对检测模式进行最优选取，即选取检测效率函数较大的检测模式，以实现用于频谱检测所消耗能量与寻找空闲信道所需延时的折中，从而提高频谱检测效率。

$$\begin{array}{ccc} \text{reactive} & & \\ \frac{-E^r}{1/T_{\text{idle}}^r} & > & \frac{-E^p}{1/T_{\text{idle}}^p} \\ \text{proactive} & < & \end{array} \quad (3-62)$$

3.7.2 检测周期

针对 3.7.1 节所述主动检测模式中的周期性检测，选择并设置合适的检测周期 T_p 是十分关键的，若 T_p 过大，则不能及时发现频谱机会的出现，导致错过一些原本可以接入的频谱机会；若 T_p 过小，则会导致检测过于频繁，消耗不必要的能量开销。

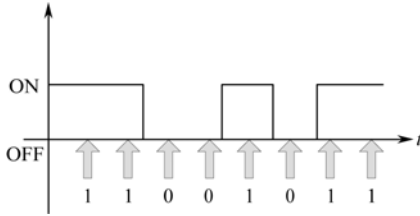


图3-27 授权信道状态变化及周期检测示意图

为选取合适的检测周期，如果能够根据授权用户对频谱的占用情况，建立授权信道状态变化及周期检测模型，将有利于计算并选择最优的检测周期。依据这一研究思路，首先需要根据授权用户对信道占用情况建立信道状态检测模型，某授权信道上授权用户的频谱占用情况和对其周期检测的结果如图 3-27 所示。

由图 3-27 可见，当授权用户出现时，设该信道为 ON 状态（图中用“1”表示）表示繁忙，此时 CR 用户不能使用该信道；而当授权用户未出现时，设该信道为 OFF 状态（图中用“0”表示），表示空闲，CR 用户此时可机会式占用该信道，一旦授权用户再次出现 CR 用户须停止使用该信道。

根据该模型中 ON 与 OFF 状态的持续时长分布，以 T_p^i 为周期的周期性检测中，相邻两次检测之间信道 i 上由于频谱机会未被发现而损失的接入机会（Unexplored OPPortunity, UOPP）为

$$\text{UOPP}^i(T_p^i) = (1 - u^i) \text{UOPP}_{(0)}^i(T_p^i) + u^i \text{UOPP}_{(1)}^i(T_p^i) \quad (3-63)$$

式中， $\text{UOPP}_{(1)}^i(T_p^i)$ 和 $\text{UOPP}_{(0)}^i(T_p^i)$ 分别表示前一次检测信道状态为 ON 和 OFF 时，以 T_p^i 为检测周期的下一次检测前，由于未被及时发现而损失的接入机会，UOPP 如图 3-28 所示。

在 CR 应用中，CR 用户的检测模块与数据收发模块通常是共用一套射频天线，所以，CR 用户由于周期性检测信道而需要停止正在进行的自身业务传输，即由于检测开销而损失的接入机会（SenSing OverHead, SSOH）。假设 CR 用户需要对各个信道进行周期性检测，即 SSOH 和所有信道的检测周期都有关系，所以信道 i 的 SSOH 可表示为（见图 3-29）

$$\text{SSOH}^i(\underline{T}_p) = (1 - \bar{u}^i) \sum_{j=1}^N \left(\frac{T_1^j}{T_p^j} \right) \quad (3-64)$$

式中， \bar{u}^i 为 CR 用户观测到的信道 i 的频谱利用率（ \bar{u}^i 和实际频谱利用率 u^i 存在一定偏差，

由于出现频谱机会后，而 CR 用户在未进行下一次检测前误认为信道仍处于被占用状态，所以对于 CR 用户而言，授权用户对频谱的利用率为实际利用率与 UOPP 之和，即 $\tilde{u}^i = u^i + \text{UOPP}^i(T_p^i)$ ； \underline{T}_p 是由各信道检测周期组成的检测周期向量。

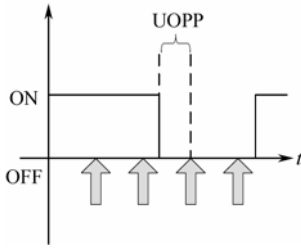


图 3-28 由于未被及时发现而损失的接入机会(UOPP)

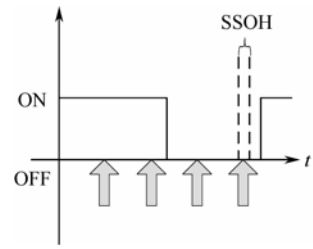


图 3-29 由于检测信道而损失的接入机会 SSOH

为了提高频谱资源利用率，即最大化发现潜在的频谱机会以及最大化利用已经发现的频谱接入机会，最优检测周期的选取可以通过选择一组最优检测周期向量 \underline{T}_p^* ，使得所有 N 个信道的 UOPP 与 SSOH 之和最小^[53]，即

$$\underline{T}_p^* = \arg \min_{\underline{T}_p} \left\{ \sum_{i=1}^N \left(\text{SSOH}^i(\underline{T}_p) + \text{UOPP}^i(T_p^i) \right) \right\} \quad (3-65)$$

以上算法针对每个信道分别自适应设置其检测周期，这对于减小定位空闲频谱时长，最大化利用接入机会起到了一定的作用，但忽略了对授权用户造成的有害干扰、检测所消耗的能量等因素对检测周期选取的影响；针对这一问题，文献[54]提出了一种检测周期综合优化模型 MCM-SPO (Minimum Cost Model of Sensing Period Optimization)，实现接入损失时间 T_{LO} （由于未及时发现而损失的接入机会）、干扰损失时间 $T_{Interfere}$ （由于未及时发现而对再次出现的授权用户造成的干扰）以及检测次数 M 这三个物理量的折中，并采用权重和的方法将这些物理量的多目标优化问题转化为单目标优化函数进行求解，即

$$\min \left\{ C = \frac{C_1 E[T_{LO}] + C_2 E[T_{Interfere}] + C_3 E[M]}{E[X] + E[Y]} \right\} \quad (3-66)$$

式中， C 为 CR 用户的检测总成本，体现了在检测过程中损失接入机会、对授权用户的干扰时间以及检测次数的折中； C_1 、 C_2 、 C_3 为成本因子，分别为各物理量的权重； X 和 Y 分别表示 ON 与 OFF 状态的持续时长。

文献[53，54]指出：对于每个信道来说，检测周期仍然是固定间隔的，即最优检测周期一旦选定就不再改变，本质上仍然是一种基于固定检测周期的检测机制。实际上，对于不同的信道，授权用户使用频谱的特性存在差异性，若能为每个信道自适应设置不同的检测起始时间和检测周期会具有更高的检测效率。作为固定周期检测机制的推广，文献[55]提出了一种基于可变检测周期的检测机制 FSP (Flexible Sensing Period)，引入了检测间隔控制因子 s 。算法通过调整 s 实现在信道状态可能发生变化的区域缩小检测周期，提高检测的效率。FSP 机制对授权用户占用状态的统计信息利用得更加充分，由于占用（空闲）时长的分布具有一定集中性，可把检测间隔设置在时长较集中的区域内，这样大部分的状态变化就能在一次检测中就检测出来，而不在此集中区域内的时长是在检测间隔缩小后检测到的，增加少量检测次数，但同时减小了损失接入机会。传统的固定检测周期频谱检测和可变检测周期频谱检测机制分别如图 3-30 (a) 和 (b) 所示。

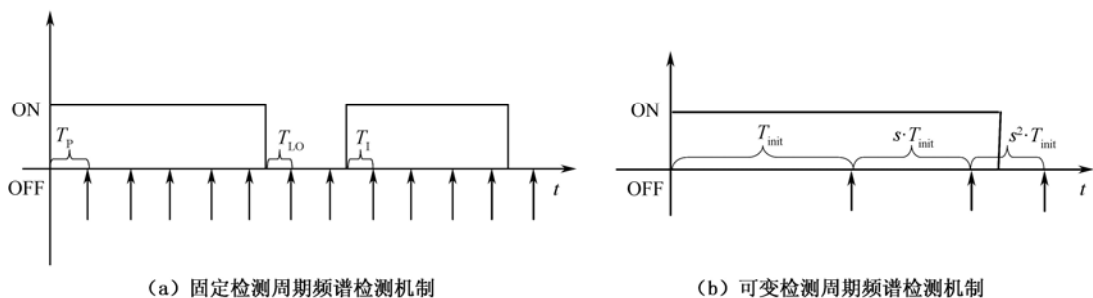


图 3-30 固定和可变频谱检测周期

由图 3-30 可知,与固定周期检测相比,基于可变检测周期的检测机制力争在最有可能发生授权用户频谱利用规律发生变化的时刻进行检测,可提高检测的准确性,同时更加灵活、有效地控制检测成本,但这种方法缺乏对信道状态变化时变性的考虑。文献[54]针对以上算法对授权用户频谱使用特性时变比较敏感问题,设计了基于 MCM-SPO 模型的自适应模糊调整算法 (Adaptive Fuzzy Adjustment Algorithm, AF AA),其核心思想是依据授权用户频谱使用特性 $F^i(x)$ 和 $G^i(y)$ 分布参数的变化,采用一定的模糊逻辑规则实时调整检测周期。由于 $F^i(x)$ 和 $G^i(y)$ 分布参数的变化存在一定的模糊性,模糊逻辑方法可有效处理参数变化的不确定性问题。同时为能够适应授权用户使用频谱的动态性,算法设计采用了可调参数自优化技术,以实现最佳检测周期的快速准确调整。

为设计更具有一般性的检测周期优化模型,文献[56]将实时自适应检测周期进一步推广到随机检测周期,引入了每隔一段随机时间进行检测的随机检测机制 RAPSS,并提出了更具有一般性的检测周期优化模型 MRM-SPO (Maximum Reward Model of Sensing Period Optimization),同时考虑了实际应用中由物理层检测算法局限性引起的检测错误存在情况,以及为了避免与授权用户频谱冲撞引入的 CR 用户延迟占用信道机制等对检测周期优化的影响。

3.7.3 检测时长

检测时长的选取本质上还是检测性能和检测速度的折中。一方面,从保护授权网络免受有害干扰的角度出发,要通过延长检测时长以提高检测概率,另一方面,从提高 CRN 网络频谱资源利用率的角度出发,要尽可能地缩短检测时长,为 CR 用户利用空闲频谱进行 CR 数据通信争取宝贵的频谱机会。这对矛盾具体体现为:缩短检测时长(即提高检测速度)有利于及时利用所发现的频谱机会,但同时会导致检测性能下降;而增大检测时长(即降低检测速度)虽然可提高检测性能,但会降低 CR 用户频谱利用率。检测时长一方面与底层的硬件设备以及物理层检测算法直接相关,同时还可以通过设计有效的检测机制从 CR 用户频谱利用率及检测性能等指标出发对检测时长做进一步的计算和优化^[57-59]。

根据 CR 用户占用空闲信道时的信道检测周期性与时序(如图 3-31 所示),文献[57]综合考虑了检测速度与检测性能,通过最大化 CR 用户的频谱利用率来计算最优检测时长:

$$\hat{T}_1 = \arg \max_{T_1} \frac{T_p - T_1}{T_p} (1 - P_f(T_1)) \quad (3-67)$$

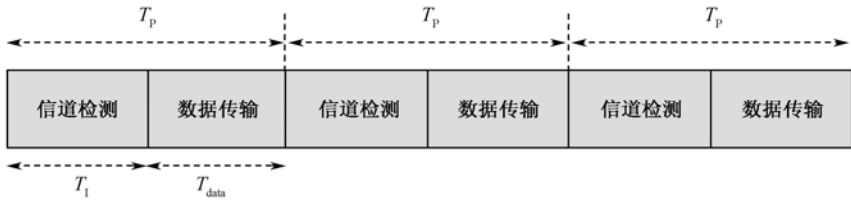


图 3-31 CR 用户周期检测与数据传输时序图

然而以上检测时长的计算只是从 CR 用户对频谱的利用率的角度出发的，忽略了对授权用户可能造成的干扰。为了综合考虑频谱利用率和保护授权用户这两个方面，将 CR 用户的检测性能，包括虚警概率和检测概率，用发生检测错误的概率来统一表示，即

$$P_{\text{error}} = P(H_0)P_f(T_l) + P(H_1)P_m(T_l) \quad (3-68)$$

式中， $P(H_1)$ 和 $P(H_0)$ 分别为授权用户出现和未出现的先验概率。当假设授权用户的占用规律服从某已知分布时，虚警概率 $P_f(T_l)$ 和漏检概率 $P_m(T_l)$ 均可表示为检测时长 T_l 的函数，所以，可以通过求解检测错误概率 P_{error} 的反函数，来实现检测时长的计算和优化。

$$\hat{T}_l = F^{-1}(P_{\text{error}}(T_l)) \quad (3-69)$$

当 CR 用户检测到授权用户再次出现时，需让出正在占用的授权信道，同时检测其他信道以寻找新的空闲频谱并继续其数据传输，该情况下 CR 用户检测时序如图 3-32 所示。针对图中的两种不同检测阶段（机会占用频谱阶段的周期性检测和搜寻新的空闲信道阶段的信道检测），文献[58]从提高频谱利用率和加快检测速度两个角度出发，分别对两个不同检测阶段的检测时长进行计算及优化。

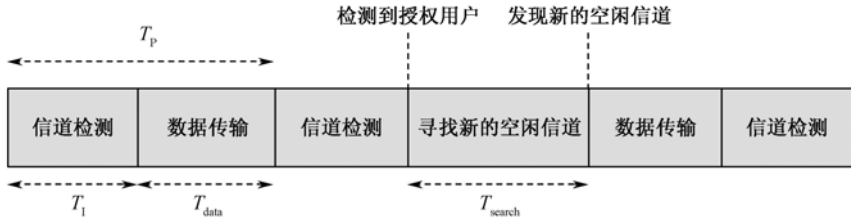


图 3-32 CR 用户周期检测和寻找新的空闲信道的时序图

在 CR 用户利用空闲信道进行数据传输阶段，需周期性检测信道，以判断授权用户是否再次出现，当授权用户再次出现时，CR 用户将寻找新的空闲信道以继续 CR 数据通信。所以，可建立以最大化 CR 数据通信的吞吐量为目标函数，并以此来计算周期检测中 CR 用户的最优检测时长，即

$$\hat{T}_l = \arg \max_{T_l > 0} \frac{T_p - T_l}{T_p + P_{\text{evacuate}} \bar{T}_{\text{search}}} \quad (3-70)$$

式中， P_{evacuate} 代表当授权用户再次出现时 CR 用户根据信道检测结果撤出信道的概率； \bar{T}_{search} 代表寻找到新的空闲信道所需的平均检测时长。

当授权用户再次出现时，CR 用户需要对其他信道进行逐一检测直到寻找到新的空闲信道为止，在寻找新的空闲信道阶段的平均检测时长为

$$\bar{T}_{\text{search}} = P_{\text{available}} T_{\text{search}} \sum_{k=1}^{N-1} k(1 - P_{\text{available}})^{k-1} \quad (3-71)$$

式中, $P_{\text{available}}$ 为 CR 用户判定某信道为空闲的概率; N 代表信道总数; k 代表检测到第 k 个信道才发现新的空闲信道; T_{search} 为寻找新的空闲信道时单个信道的检测时长。在寻找新的空闲信道阶段, 可根据式 (3-72) 中最小化平均检测时长来提高检测速度。

$$\hat{T}_{\text{search}} = \arg \min_{T_{\text{search}} > 0} \bar{T}_{\text{search}} \quad (3-72)$$

3.7.4 检测信道

CR 检测机制中关于检测信道的研究包括信道检测集合的选取、信道检测顺序的排序及信道搜索策略的确定三个方面。

在 CR 应用场景中, CR 用户通常需要在较宽的频谱范围内进行检测, 但由于信道数量较多加之检测时长和检测能量受限, 不可能实现全频段的连续检测。一种有效的解决方法是 CR 用户对最有可能出现空闲频谱机会的一个或若干个信道进行跟踪、学习和信息更新, 智能地选取最优信道检测集合, 从而减少用于频谱检测的能量开销、缩短检测时长、提高检测性能及频谱利用率。文献[60]提出采用部分观察马尔可夫决策过程 (Partially Observable Markov Decision Process, POMDP) 中的部分观察和迭代学习模型对频谱检测和接入策略进行联合建模, 基于 POMDP 模型的 CR 用户时隙如图 3-33 所示。

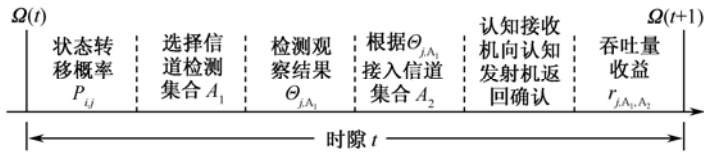


图 3-33 基于 POMDP 模型的时隙图

在该模型中, CR 用户结合环境反馈计算接入策略行为收益, 并以此预测和更新信道状态信息矢量, 从而根据各信道处于空闲的概率选择并实时更新最优信道检测集合。具体步骤是, 在时隙 t 的起始时刻根据当前各信道状态信息矢量 $\Omega(t) = \{\omega_1(t), \omega_2(t), \dots, \omega_N(t)\}$, 以最大化 CR 用户吞吐量为目标, 根据式 (3-73) 以此选择一个或多个最优检测信道 a_* , 并将这些信道构成信道检测集合 A_1 。

$$a_*(t) = \arg \max_{a=1, \dots, N} \{B_a(1-P_f)\{\omega_a(t)\beta_a + (1-\omega_a(t))\alpha_a\}\} \quad (3-73)$$

式中, B_a 为信道带宽; P_f 为虚警概率; $\omega_a(t)$ 为信道 a 处于空闲状态的概率; α_a 表示信道状态从占用到空闲的转移概率; β_a 表示信道 a 的状态从空闲仍转移到空闲的转移概率。根据对信道检测集合 A_1 的实际检测结果 θ_{j,A_1} , 生成信道接入集合 A_2 ($A_2 \subseteq A_1$) 并进行数据传输。如果 CR 接收机成功接收数据则返回确认符, 在每个时隙的最后结合反馈信息计算检测和接入策略的收益 r_{j,A_1,A_2} , 并根据该收益更新下一时隙的信道状态信息矢量 $\Omega(t+1)$ 。随着迭代时间 (时隙数) 的不断增长, 累积观察的信道状态信息矢量可准确地反应授权信道的实际占用情况, 而且由于仅对部分信道进行检测, 可显著降低检测能量开销, 缩短用于检测的平均时长, 提高了频谱利用率, 与传统的全目标频段内检测所有信道的检测机制相比, 在基于 POMDP 的检测机制中, 其 CR 用户吞吐量可提高 40%。

为了快速准确地检测并定位空闲信道, 除选取最优信道检测集合外, 还可对信道的检测顺序进行优化排序从而缩短寻找空闲频谱的平均延时。一种简单、直观的信道检测排序方法

是根据授权用户频谱利用率的升序对各信道进行检测，即先检测授权用户频谱利用率较低的信道。这种信道检测顺序虽然实现简单，但不能准确反映 CR 用户需要空闲信道时刻各信道处于空闲的概率。另一种更加精确、有效的信道检测排序方法是基于更新定理中的剩余寿命理论，结合周期性频谱检测所获得的授权用户信道占用规律等先验信息，根据信道前一刻的状态来预测下一时刻该信道处于空闲的概率^[53]，并以此概率的降序对信道进行检测。对比以上两种信道检测顺序，第一种方法实现简单但预测不够准确，第二种方法准确性较高但计算复杂度较大，在实际 CR 频谱检测应用中，可根据预测准确性和计算复杂度的要求来选择最优的信道检测顺序。

在检测多个目标信道时，考虑到相邻信道间频谱占用规律的相关性，在寻找空闲信道时选取合理的信道搜索策略可显著减少检测次数、节省检测能量开销，提高频谱利用率。常用的信道搜索策略包括随机搜索、串行搜索以及 N 步串行搜索等。随机搜索策略中 CR 用户随机地选取一个信道进行检测，如果检测信道状态为繁忙，则从其他信道中再随机地检测一个信道，直到发现空闲信道为止；串行搜索中 CR 用户按照一定的顺序依次对各信道进行检测，若发现空闲信道则停止检测； N 步串行搜索策略则是以 N 作为步长，每次仅检测 N 个相邻信道中的一个信道，直到发现空闲信道为止。文献[61]指出当授权用户信道占用规律满足相关马尔可夫模型时，相邻信道间的信道占用规律具有一定的相关性，采用 N 步串行搜索机制在保证检测性能的同时，可大幅减少检测信道的平均个数。当相邻信道间相同信道状态的条件转移概率大于 0.97 时（即相邻信道间信道占用规律相关性较高），采用 8 步串行检测比随机检测可节省约 80% 的检测能量开销。

此外，针对多个目标信道下检测任务的分配问题，专利[62]提出了一种多信道检测任务分配机制，利用无线传播信道的差异性，采用子集合划分和线性规划理论，实现了对检测信道集合的最优化策略选取以及 CR 用户对授权用户的最优化检测。

在该机制中，首先将所有关联 CR 用户检测到的信道 j 上的 SNR，构成该信道 j 的信噪比矢量 $\overline{\mathbf{f}}_j$ ，多个信道再构成信道集合。其次采用 K-means 算法，按照各信噪比矢量 $\overline{\mathbf{f}}_j$ 的相似度划分检测信道子集合。具体方法是，从信噪比矢量中任意选择 k 个对象作为初始聚类中心 $\overline{\mathbf{m}}_j$ ；对于其他矢量，则根据它们与这些聚类中心的距离，分别将它们分给与其最相似的聚类；计算每个所获新聚类中心（该聚类中所在矢量的均值），不断重复这一过程，直到目标函数收敛为止；其目标函数为

$$J = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^n \square \overline{\mathbf{f}}_i - \overline{\mathbf{m}}_j \square^2 \quad (3-74)$$

式中， $\overline{\mathbf{m}}_j$ 为聚类中心， $\square \cdot \square^2$ 为矢量间的距离计算。

然后采用线性优化中分支定界的方法选取最优化的频谱检测策略。具体方法为，每个 CR 用户对应检测信道集合 s 中所有信道的 SNR，并构成 SNR 矩阵 $[\text{SNR}_{ij}]_{n \times k}$ ，检测信道分配的目标为系统检测 SNR 的总和最大，即

$$\max z = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^k z \text{SNR}_{ij} x_{ij} \quad (3-75)$$

在优化过程中需满足的约束条件为

$$s.t. \begin{cases} \sum_{j=1}^k x_{ij} = 1, & i = 1, 2, \dots, n \\ \sum_{i=1}^n x_{ij} = c, & j = 1, 2, \dots, k \\ x_{ij} = 0 \text{ 或 } 1, & i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, \dots, k \end{cases} \quad (3-76)$$

式中,

$$x_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{表示CRuser}_i \text{检测信道} j \\ 0, & \text{表示CRuser}_i \text{不检测信道} j \end{cases} \quad (3-77)$$

综上所述, 由于采用子集合划分和线性优化理论, 该检测任务分配机制对检测信道进行了最优化分配, 使 CR 系统检测的各个信道上 SNR 的总和最大, 也就提高了 CR 系统的整体检测性能。

3.7.5 检测静默周期

在 CR 频谱检测中, 当 CR 用户检测正在被 CR 网络自身机会式占用的频段是否有授权用户出现时, 为确保 CR 用户的数据通信不会对频谱检测的性能造成影响 (如能量检测器无法区分采样后得到的信号能量是由授权用户信号产生的还是由 CR 用户信号产生的, 从而导致虚警概率的增加), 在目标信道上的所有 CR 用户都需要同时暂停正在进行的数据收发行为, 即保持在该信道上的静默。按照静默周期实现方式的不同可分为同步静默周期和异步静默周期^[63,64], 两种检测静默周期如图 3-34 所示。

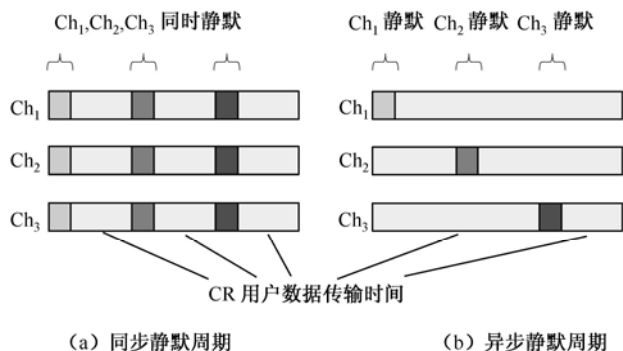


图 3-34 两种检测静默周期

在同步静默周期机制下, 各个 CR 用户在所有可用信道上都停止发射其自身数据, 并同时参与某目标信道的频谱检测。在这种方式下, CR 网络可以比较全面地了解周围无线环境特征, 各 CR 用户都能够检测所有目标信道, 有利于进行合作检测, 设置较为简单。在异步静默周期内, 一个或多个 CR 用户仅在检测某个特定的目标信道时才保持静默, 这种方式下每个信道可以有不同的静默周期, 因此设置灵活, 而且能够更加充分地利用空闲的频谱机会, 但是付出的代价是用于保持静默的时钟及信令等信息的开销较大。在实际应用中, 两种静默期的选择还和每个 CR 用户上的天线个数直接相关, 如果 CR 用户仅有一副天线 (检测天线

和数据收发天线为一副共用天线)时,则只能选择同步静默的方式,而如果检测天线和数据收发天线分开独立工作,则为采用更加高效的异步静默方式提供了可能。

在静默周期检测的实际应用中,可以结合实际 CR 网络的特征来设置静默期。如在基于 OFDM 的 CR 网络中,可以利用 OFDM 系统中保护时间间隔(Guard Interval, GI)的异步检测周期^[63],将采用 TDD 和 OFDM 传输技术的 CR 网络中现有的保护时间间隔设置为静默周期,从而,可以在不增加额外系统开销的情况下保证信道检测精度。此外,文献[64]提出的异步静默周期不仅每一个信道设置不同的静默周期,而且静默周期在时间上严格避免重叠,这样可以使用一个固定带宽、中心频率可变的带通滤波器对多个信道逐一检测,避免了使用复杂的动态宽带滤波器。另一方面,由于静默周期的引入,破坏了 CR 用户业务信号传输的连续性。其中,前导码和其他控制信号传输的中断将影响帧同步及信道估计,尤其在信道发生突变时,影响将更加剧烈。针对这一问题,文献[65]提出强制在每一个静默周期之前插入前导码,以保障通信中必要的控制信息,从而减小静默周期对信号传输连续性的影响。

在 CR 频谱检测中,引入静默周期的原因是避免正在机会式占用频谱的 CR 用户数据传输对检测授权用户信号所造成的影响。因此,若能够利用信号的正交特性,有效区分并剔除检测器接收信号中的 CR 信号成分,则可以从避免使用静默周期的角度出发,充分提高 CR 用户的频谱利用率。文献[66]提出了一种基于信号抑制的检测机制,该机制通过在 CR 信号中加入 CRC 校验引入数据的正交特性,通过判断检测器接收信号中是否具有这种性质,从而判断 CR 用户信号是否存在。如果确认存在,则对自身信号进行重建,然后去除接收信号中与 CR 用户信号相关的部分,再对接收信号的剩余部分进行授权用户的检测。此外,对 CR 自身信号的重建过程,可以结合信道估计以获得更优的检测性能。如果反复多次均不能确认 CR 网络自身信号存在,则转而采用设置静默周期的方式继续检测。另外一种避免静默周期的技术是采用动态跳频社区(Dynamic Frequency Hopping Community, DFHC)的机制^[67],将相邻的若干个 CR 小区组成相互协同的动态跳频社区,每个小区建立各自的可用信道集合,当某个 CR 小区占用其中的一个可用信道进行 CR 数据通信时,该小区同时对可用信道集合中的下一个将要机会式占用的可用信道进行频谱检测,这样循环占用和检测该 CR 小区中的可用信道,即 CR 小区在不同可用信道之间周期性跳转。这种基于动态跳频社区的机制,由于将机会式频谱占用和频谱检测的两种操作同时、平行进行,因而在确保检测保护授权用户的同时,也可以满足 CR 网络业务的 QoS 要求。当然,该动态跳频社区机制的应用前提是要求 CR 网络内有足够多的可用信道。

3.8 多域全认知技术

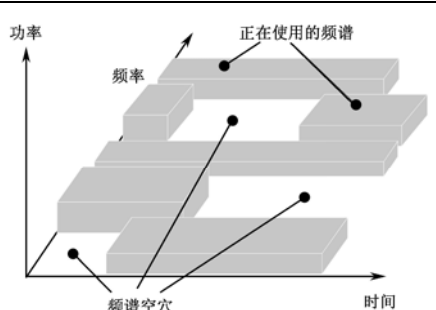
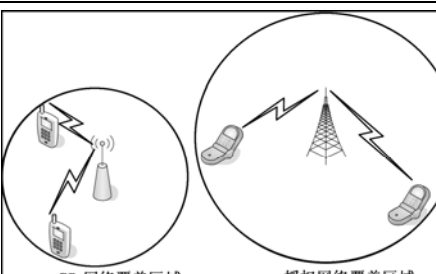
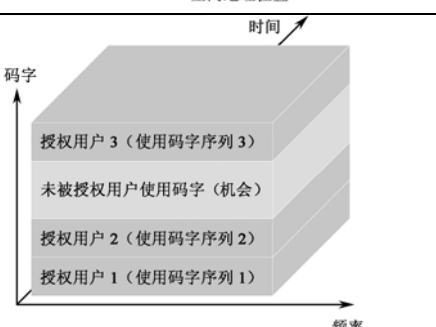
在 CR 技术发展愿景中,具有全认知功能的智能认知网络将是 CR 技术的下一个发展方向。未来的认知网络将使现有无线网络从传统的静态工作模式发展为动态、实时自适应的工作模式,并从单一、封闭式无线网络环境发展到可异构接入、多种无线接入方式相互融合的无线泛在网络环境。为了达到对周围环境的智能感知,除以 3.7 节介绍的各种频谱检测算法和检测机制外,未来的认知网络还需要具备对包括信号空间、链路环境、网络环境、用户环境等多个域的智能感知能力,从而构建全方位、多域的智能全认知网络。

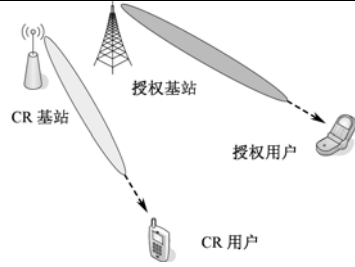
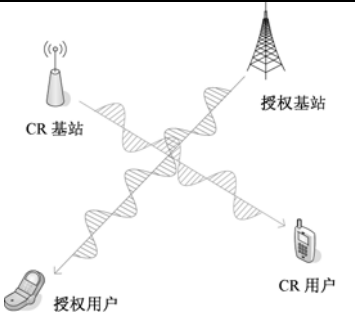
3.8.1 信号空间多维感知

现有 CR 频谱感知技术中，对授权用户及其信号的感知主要集中在频域、时域、空间域这三个基本的信号空间维度（域），即发现频谱中那些未被充分占用的特定频率、特定时间和特定空间。事实上，在信号空间中除上述三种基本维度外，还客观存在着码域、角度域、正交域等其他多个信号空间维度。例如，对于第三代（3G）扩频移动通信系统，由于其授权用户通常采用码分多址接入技术（Code Division Multiple Access, CDMA）接入蜂窝网络，即在同一时刻授权网络及其用户是同时占用整个授权频段，因此潜在的可用频谱机会将通过码域上的不同码字序列来体现。因此，为充分发现无线环境中可用的潜在频谱机会，应根据所处频段内特定的授权网络，对相应信号维度空间进行有效感知。

准确定义和描述多维度信号空间对于有效感知周围无线环境中的各种频谱机会是十分必要的。文献[68]将无线信号空间进行了维度划分，包括频域、时域、空间域、码域、角度域、正交域等，并统称为多维度信号空间。对于以上所提到的无线信号空间中各个维度的名称、相关感知对象、具体说明及相关描述可见表 3-2。

表 3-2 信号空间中不同维度的频谱机会及其说明、示意图

维 度	感 知 对 象	频 谱 机 会 说 明	示 意 图
频域	频域的 频谱机会	在待检测的目标频谱区域内，不同频段（信道）的占用情况在同一时刻内各不相同，对于那些在某时刻未被授权用户占用的频谱即频域的频谱机会	
时域	时域的 频谱机会	某一频段（信道）上授权用户的占用规律呈现时域不连续特性，在某些特定时刻授权用户并未占用其授权频谱，即存在可供 CR 网络及用户机会式利用的时域频谱机会	
空域	授权用户的位置信息（经度、纬度、海拔等）	由于无线传播环境中的路径损耗，同一授权用户发射机信号在空间中不同位置处的信号幅度及其造成的频谱占用情况各不相同，若在某一空间区域内没有检测到授权信号，即存在空间域上的频谱机会	
码域	授权用户所使用的扩频码序列或跳频序列，以及用于同步传输的时钟信息	当授权用户采用扩频或跳频进行宽带通信时，CR 用户可以在授权用户占用频谱的同时通过采用与授权用户相互正交的码字序列或跳频序列进行通信，而不会对授权用户产生干扰，即码域上的频谱机会	

维 度	感 知 对 象	频谱机会说明	示 意 图
角度域	授权信号到达波束的方位角和仰角，以及授权用户的位置信息	结合授权用户的位置和波束达到方向等信息，可以利用角度域中的频谱机会，例如，如果授权用户信号波束沿着某一特定的方向进行传输，则 CR 用户可在其他波束方向上进行不干扰的数据传输	
极化域	对授权用户信号的极化识别	CR 用户可以与授权用户在同一频率上、同一时间上、同一空间内进行信号传输，只要 CR 用户可以产生与授权用户信号相互正交的极化波形	

面对未来的异构无线网络环境，具有认知能力的 CRN 网络或认知网络及其用户，可以从信号空间的不同维度，对无线环境中的频谱机会进行有效、全面、智能地全认知，并对频谱资源进行高效共享^[69]。

3.8.2 基于链路的感知

在 CR 感知技术中，除了对授权用户的信号层面进行频谱感知和分析外，还可以针对无线链路（信道）的多种特性对无线链路进行感知，这些特性包括信道的选择性、链路质量、传播环境特性等。

1. 信道选择性

无线信道的选择性，即无线信道在某一维度空间内体现出的变化差异特性。根据不同的维度可分为频率选择性、时间选择性、空间选择性、码字选择性和其他选择性等。

信道的频率选择性通常表现为由于多径效应造成的时延扩展而引起的符号间干扰。因此，如果可以获得关于信道频率选择性的信息，将可以改善无线通信系统性能。例如，在 GSM 网络中可以利用频率选择性信息，通过信道均衡技术来补偿符号间干扰，其中信道均衡中抽头的个数可根据信道的时延扩展信息来动态自适应选取。类似地，还有 OFDM 系统中的循环前缀法，可根据频率选择性信息动态选择循环前缀的长度。对于信道的频率选择性信息，一方面可以通过对接收到的信号进行处理和分析获得，然而另一方面时域的时延扩展通常还取决于用户所处的无线应用场景。例如，在室内环境中，信道的时延扩展要好于室外环境^[70]。因此，CR 用户若能够通过如数字高程模型（Digital Elevation Models, DEM）或地理信息系统（Geographical Information System, GIS）等先进技术，并结合光线、温度、适度、气压等传感器所获得的信息，来智能获取用户所处的外部环境信息，将有利于对信道频率选择性信

息做出准确的感知,为诸如无线通信系统中确定信道均衡中抽头数目的确定、选取 OFDM 系统中循环前缀长度的选取等提供必要信息和依据。

信道的时延选择性是指由于用户的移动性所造成的多普勒频谱展宽效应。在无线通信系统中,多普勒效应描述了无线信道的时变特性,即由于发射机与接收机的快速移动导致无线信道的脉冲响应随时间快速变化。在时域上的快速变化,对应到频域上就是频谱的展宽,通常称为多普勒频谱展宽。在实际应用中,若可以获取时延选择性信息,可以有效地改善通信系统的收发机性能和其网络整体性能。目前,信道估计算法通常是基于最差情况下的多普勒展宽情况来设计的,且信道估计算法中的参数是固定不变的。然而,若可以获得有关多普勒展宽的时延选择性信息,则可以自适应调整信道估计算法及其参数^[71]。同时,基于这些信息,还可以有助于实现可变的自适应编码和交织算法^[72]。另一方面,时延选择性信息还有助于提高网络的整体性能。例如,在蜂窝网络中,多普勒展宽信息有利于设计并实施切换、小区分配、信道分配等算法^[73],如将移动速度较快的用户分配到宏蜂窝小区,以减少用户的切换次数,而移动速度相对较慢的用户被分配到微蜂窝小区以提高系统的整体容量。在测量多普勒频谱展宽的方法中,包括对信道变化和自相关的估计^[74,75]、对信号包络相关性的处理^[74]等。对多普勒频谱展宽的测量还可以充分利用基于测速和定位的智能感知技术,由于多普勒频移是用户移动速度和信号到达角度的函数,所以对于这些速度、方位等信息的智能感知可以提高多普勒频谱展宽估计的有效性和准确性。

信道的空间选择性表现为发射机发出的信号经过多条路径从不同角度到达接收机所产生的在角度域的扩散现象,且扩散程度与传播环境中的散射体数量直接相关,散射体越多扩散程度越明显。相关距离是衡量空间选择性的重要指标,它与角度域的扩散程度成反比。随着多天线技术的发展,对空间选择性的研究受到了越来越多的关注,但是基于空间选择性的感知技术还远远不成熟,目前仅形成了一些初步的研究方向,如在自适应多天线、自适应功率分配、自适应编码与调制等动态自适应系统中,根据对信道空间选择性信息的感知,自适应调整各项收发参数以提高通信系统整体的资源利用率和减小系统内的相互干扰。

码字选择性是随着宽带无线通信应运而生的,例如,在直序扩频系统中采用 PN 码、在跳频系统中采用跳频码、在 UWB 系统中采用跳时码。由于无线系统通常是干扰受限的系统,需要通过设计合适的码字,来尽量减少码字统计特性所产生的有害干扰(如非零自相关旁瓣产生的码间干扰和非零互相关旁瓣产生的多址接入干扰等)。除了干扰问题,通过抑制自相关和互相关旁瓣来调整码字的统计特性还可以提高系统的频谱利用率。然而,需要注意的是,同时达到理想的自相关和互相关特性是不可能的,因为抑制自相关旁瓣虽然可以减小码间干扰,但是同时会增加多址接入干扰,反之亦然。因此,有必要对码字选择性进行全面感知,并根据感知获得的信息来调整码字的统计特性,以提高资源利用率的同时不干扰周围的其他系统和网络。

2. 信道的链路质量

无线通信系统要实现正常工作,至少需要保证其无线信道的链路质量能够满足接收机正确接收发射机发出的信号。因此,对于无线网络及其用户,为保证无线链路上用户业务的 QoS 要求,有必要准确、有效地感知无线信道的链路质量信息。

首先,以无线环境中决定链路质量的重要因素路径损耗为例,对 CR 技术如何参与测量无线链路质量展开讨论。众所周之,路径损耗反映了无线通信中从发射机到接收机之间最基

本的链路质量状况，可以用于指导自适应功率控制、干扰管理、切换、信道分配等^[70,76]。在实际应用中，路径损耗信息的获取可以通过选择恰当的统计传播模型来估计。在现有的路径损耗统计传播模型中，可以根据给定的环境特征信息（如城市、郊区、乡村等），来确定具体的路径损耗表达式。因此，只需确定正确的环境特征信息，即可通过相应的路径损耗表达式来获得路径损耗信息。然而，已有的传统方法中，还无法准确区分不同应用场景的传播环境。所以，可以通过其智能的 CR 感知技术来弥补这一空白。首先，对传播环境进行分类。按照室内和室外环境分为两大类，在此基础上再按照其中的具体地形、地貌进行进一步细分。然后，利用 CR 技术为实际所处无线环境在定义和分类数据库中找到一种最佳的匹配环境模型。而这种匹配的建立过程可以通过先进地形数据库工具（如 DEM、GIS 等）来完成地理信息特征的提取，并进一步通过模式识别的方法来对提取后的特征进行关联匹配，从而找到最佳匹配的环境传播模型，并最终确定路径损耗因子及路径损耗状况等路径损耗信息。

无线通信系统中的噪声是另一个影响信道链路质量的重要因素。为了提高无线通信系统的性能，CR 技术可以通过获取噪声的统计特性来自适应调整收发机参数，以克服噪声对无线通信系统造成的影响。在实际无线通信系统中，除 AWGN 外，还存在着其他形式的噪声，例如，突发的脉冲噪声^[77]。因此，仅基于 AWGN 噪声环境假设而建立的无线通信系统势必将受到如突发脉冲噪声等其他形式噪声的影响。而且，各种分集技术，如最大比合并、等增益合并、选择合并，都不适用于突发脉冲噪声环境^[78]。如果引入 CR 技术，通过其智能获取环境噪声的特征信息，则可以根据这些噪声信息来自适应选择并调整调制、编码等参数，同时还可以提高信道估计的准确性^[77,79,80]。为提取环境噪声的特征，通常在接收机处，对信噪比（Signal to Noise Ratio, SNR）、信干比（Signal to Interference Ratio, SIR）或信干噪比（Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR）进行计算和估计。不同于对接收信号强度（Received Signal Strength Indicator, RSSI）的测量，对以上 SNR、SIR、SINR 的计算和估计都是在对接收到的信号进行解调后完成的，具体方法有相关检测法、训练序列法等。由于 SNR、SIR、SINR 都反映了有用信号与其他噪声和干扰的比值，因此可以从对这些参数的估计和计算中获取噪声的信息。

除以上讨论的路径损耗和噪声外，对信道链路质量的感知和测量参数还包括：误比特率（Bit-Error-Rate, BER）、误帧率（Frame-Error-Rate, FER）、循环冗余校验（Cyclic Redundancy Check, CRC）、丢包率（Packet Loss Rate, PLR）、往返时间（Round-Trip Time）等，而这些参数的感知与测量，都需要在对信号的解调与解码后进行。

3.8.3 基于网络的感知

在 CR 技术的应用场景中，网络是多个用户及其基站构成的整体，包括授权网络、CR 自身网络以及其他 CRN 网络等，因此有必要对网络的内部及外部信息进行有效感知，以避免网络内部的干扰及冲突，同时发现网络外部的可用资源并提高通信网络的健壮性。本节将简要讨论基于网络层面的感知方法和用途，包括感知网络内部信息和网络外部信息。

1. 对网络内部信息的感知

网络自身内部信息的感知对于正在进行通信的用户是十分必要的，如果可以感知所在网络以及网络内其他用户的状态信息，将有助于指导网络内的各个用户避免相互干扰，高效地

进行频谱共享和各自通信，从而提高网络的整体容量和通信质量。网络内部信息的感知可以通过诸如测量用户自身和网络丢包率、利用地理信息感知工具等测量及感知方法。根据所获得的网络内部信息，可以动态地调度与管理网络资源，以减小网络内部拥塞，增大网络内部吞吐量和系统容量。

2. 对网络外部信息的感知

未来的无线网络环境通常是多种接入技术共存的异构无线场景，与以上网络内部信息感知相比，对网络外部信息的感知则主要是对本网络以外的网络环境及网络参数进行智能感知，目前一种具体的实现方式是对外部网络的空中接口进行识别。当 CR 用户进行异构接入并进行通信前，除了要检测是否存在未被占用的频谱机会外，还有必要对空中接口中的信令信息进行感知，以此确定可用频谱机会的空中接口接入参数。例如，在感知到空中接口所使用的是基于时分复用（Time Division Multiple Access, TDMA）的信令后，有助于 CR 用户调整检测参数及检测策略，以高效地检测到未被占用的空闲时隙。

在对网络外部信息感知的具体感知方法中，可以通过特征检测方法感知其他外部网络的空中接口所使用的调制及编码类型等信息，这些信息对于应急通信、灾难救援等实际应用具有重要意义。例如，如果可以感知到其他外部网络中的用户通信信号或通信链路，通过空中接口识别进一步提取出空中接口中的有用信息，并与数据库中的先验信息进行比对以确定外部网络所使用的通信协议及空中接口类型，这样通过 CR 技术的自适应可重配功能，就可以使得若干 CR 用户自适应建立起一个应急通信网络，以协助受损的外部网络及其用户完成必要的应急通信。

3.8.4 基于用户的感知

用户是无线通信的最终使用者，满足用户的需求和体验是体现无线通信技术的价值所在。所以，在以上信号域、链路域、网络域感知的基础上，有必要对用户域的信息进行智能感知，从而为终端用户提供更好的服务，这恰恰与 Mitola 最早提出的 CR 技术的目标有异曲同工之处，即根据感知和理解用户层面的上下文（Context）信息，通过无线电知识描述语言（Radio Knowledge Representation Language, RKRL）和软件定义无线电（Software Defined Radio, SDR）来自适应调整收发参数。目前，一些已有的智能手机、PDA、便携式计算机等可以定义若干种用户特征模式，但是这些模式的选择并不是自动完成的，而且一旦用户选择了某种特征模式，则设备自身不会根据实际环境的变化来实时自适应调整其参数。未来的 CR 技术则应该可以智能地学习用户的行为，并根据学习获取的信息来对用户所处环境或特征做出预测和判断，进而自适应调整工作模式和通信收发参数，来最大化满足和提升终端用户的体验。

基于用户的感知技术可应用于以下几种可能的现实应用场景。例如，如果在一次语音通话中，如果具有认知功能的终端检测到正在通话中的用户发出诸如“你能再重复一次吗，我没听清楚”、“你能大声点吗，我听不清”等，则终端判断用户正处于嘈杂的环境中，那么该 CR 终端设备就会自适应调整用户环境特征参数及工作参数来满足用户的需求。再如，当 CR 终端设备检测到该用户正处在开车的状态时，则可以将工作方式由键盘控制切换到语音控制

模式，使得用户无需触摸键盘就可以通过语音操作终端设备，这样可以减少用户因寻找、触摸键盘而带来的不便，进而提高用户在交通运行中的安全系数。

当然，上述只是一些简单的具体应用特例，由于用户的要求和体验种类繁多，且非常复杂，对于实现基于用户的全面感知技术还有待于与人工智能等相结合的交叉学科和技术的发展及应用。

3.9 现有标准中的频谱感知

目前，越来越多的无线通信标准都开始考虑引入一些感知特性，如 IEEE 802.11k、IEEE 802.15.1、IEEE 802.22 等标准都开始或多或少地引入了 CR 技术，尽管基于宽频带的频谱检测和机会式频谱利用都还面临着一系列的技术难题，对于大面积商用和推广还具有一定的难度，但是将 CR 技术引入无线通信标准已经成为一个必然的发展趋势。

3.9.1 IEEE 802.11k

IEEE 802.11k 作为无线局域网（Wireless Local Area Network, WLAN）802.11 协议族的一个子部分，在其中定义了一系列新的无线局域网的测量和管理标准，包括信道负载报告、噪声水平报告、基站统计报告等，这些看似不是直接的频谱感知实现，但实质上是一种感知功能雏形的体现。

以 IEEE 802.11k 中规定的噪声水平报告为例，其提供了某 WLAN 网络以外的无线系统在某个信道上对 WLAN 网络内设备所造成的干扰程度，即 WLAN 的无线接入点（Access Point, AP）从各个 WLAN 终端处收集信道信息，并根据这些信息对在该信道上的无线接入进行管理，这种基于信息收集和管理的思想是一种 CR 感知应用的体现。

此外，根据检测及测量获得的信道信息，还可以用于改善 WLAN 网络内部的流量分布。在原有的 WLAN 网络中，每个用户设备通常选择连接到提供最强信号的 AP 上，但是，这种接入管理方式有时可能导致对某一个 AP 过度需求而同时对使其他 AP 的利用率偏低，从而导致整个网络的性能下降，因此这并不是最优的接入管理方式。而在 IEEE 802.11k 标准中，根据感知和测量获得的信息，如果判断具有最强信号的 AP 以其最大容量加载，则一个新的无线终端设备就会依据测量信息选择连接到一个利用率较低的 AP，在这种情况下，即使该 AP 信号可能比较弱，但是系统的总体吞吐量还是提高了，从而使网络资源得到了更加充分、有效的利用，这种先测量后选择接入的方式同样是 CR 功能的一种体现。

3.9.2 IEEE 802.15.1

在 IEEE 802.15.1 的蓝牙（Bluetooth）短距离无线通信系统中，其采用的工作频段为免授权接入的工业科学医疗（Industrial Scientific and Medical, ISM）频段。该频段上除了蓝牙应用外，还有 IEEE 802.11b/g、无绳电话、微波炉等其他网络或应用。为了避免和减少不同无线接入技术间的互干扰问题，可以采用一种自适应跳频（Adaptive Frequency Hopping, AFH）的技术，该技术中包含了一定的频谱感知功能。

具体而言, AFH 技术可以通过感知的方式识别在 ISM 频段的某个信道上是否有正在进行的通信会话, 然后基于感知的信息通过自适应调整跳频序列, 以避免系统间的窄带干扰, 改善误比特率性能, 同时节省发射功率。在与 WLAN 系统的共存场景下, 采用 AFH 和未采用 AFH 两种情况下的蓝牙系统的发射及跳频情况如图 3-35 所示。

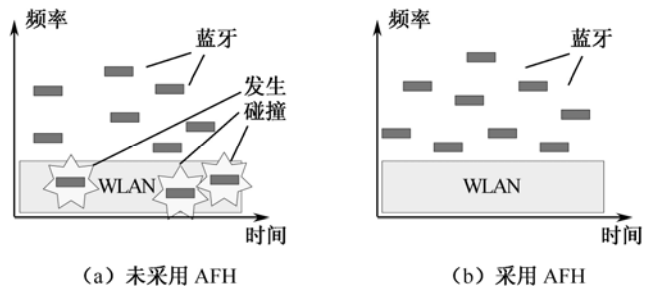


图 3-35 未采用 AFH 和采用 AFH 两种情况下的蓝牙发射情况

由图 3-35 (b) 与 (a) 的比较可以看出, 由于采用了 AFH 技术, 蓝牙系统可以避免与 WLAN 系统的相互碰撞。为了识别 ISM 频段上正在工作的其他系统设备, AFH 需要具备一定的感知能力, 通过采用基于统计特性的检测算法来判断某信道是否已被占用。这些信道的统计特性参数可以是误包率、误比特率、接收信号强度、信干噪比等, 并可以依据这些参数来进一步对该信道质量进行分类, 如较好、较差、未知等^[81], 以便蓝牙网络及其用户能够更加准确、高效地利用可用的、空闲的频谱资源。

3.9.3 IEEE 802.22

IEEE 802.22 作为第一个基于 CR 技术的正式标准, 从其一经提出就具有了鲜明的认知特性, 目前该标准正处于标准的修订和完善阶段。IEEE 802.22 标准中, 区别于其他标准的一个显著特点就是其对于频谱感知的要求。基于 IEEE 802.22 的无线区域网络 (Wireless Regional Area Network, WRAN) 中, 终端设备需要对 TV 授权频段进行周期性的频谱检测, 并以此发现可以机会式利用的频谱机会, 同时检测正在占用的授权 TV 信道以避免对再次出现的授权用户产生有害干扰。

在 IEEE 802.22 标准中, 各关键技术都体现了频谱感知特性。其中, 频谱检测是按照 3.4.6 节所提的两步频谱检测方法, 即粗检和细检两个阶段。在粗检阶段, 通常采用快速的检测算法, 如能量检测。而在细检阶段, 则是根据粗检的结果, 有选择地对部分候选频段进行精细检测。在细检中, 可以采用如基于波形的检测、特征检测、匹配滤波器检测等。而且, IEEE 802.22 标准是基于集中式的网络拓扑结构, 每个 WRAN 小区包括一个 CR 基站和多个用户驻地设备 (Customer Premise Equipment, CPE), 在频谱检测时通过 3.6.2 节所述的多用户合作检测, 来获取授权 TV 频段的频谱占用信息。其中, CR 基站负责集中式分配、管理、调度各个 CR 终端设备的频谱检测任务, 收集并处理各本地检测的检测结果, 并对授权用户的有无做出最终判决, 为随后的频谱分配和频谱管理提供必要依据。更多关于 IEEE 802.22 标准的内容可详见 9.1 节。

参 考 文 献

- [1] Fcc. Spectrum Policy Task Force Report, ET Docket No. 02-155[S]. 2002: November 2002.
- [2] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2005, 23(2): 201-220.
- [3] Akyildiz Ian F., Lee Won-yeol, Vuran Mehmet C., Mohanty Shantidev. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey[J]. Computer Networks. 2006, 50(13): 2127-2159.
- [4] Cabric D., Mishra S. M., Brodersen R. W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios[C]. Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on, 2004.
- [5] Mangold S., Jarosch A., Monney C. Operator Assisted Cognitive Radio and Dynamic Spectrum Assignment with Dual Beacons - Detailed Evaluation[C]. Communication System Software and Middleware, 2006. Comsware 2006. First International Conference on, 2006.
- [6] Jun Zhao, Haito Zheng, Guang-hua Yang. Distributed coordination in dynamic spectrum allocation networks[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [7] Fcc. Principles for promoting the efficient use of spectrum by encouraging the development of secondary markets, ET Docket No. 00-401[S]. 2000: December 2000.
- [8] Peha J. m., Panichpabiboon S. 31st Annual Telecommunications Policy Research Conference, 2003.
- [9] Mangold S., Zhun Zhong, Challapali K., Chun-ting Chou. Spectrum agile radio: radio resource measurements for opportunistic spectrum usage[C]. Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE, 2004.
- [10] Brown T. X. An analysis of unlicensed device operation in licensed broadcast service bands[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [11] Raman C., Yates R. D., Mandayam N. B. Scheduling variable rate links via a spectrum server[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [12] Buddhikot M. M., Kolodzy P., Miller S., Ryan K., Evans J. DIMSUMnet: new directions in wireless networking using coordinated dynamic spectrum[C]. World of Wireless Mobile and Multimedia Networks, 2005. WoWMoM 2005. Sixth IEEE International Symposium on a, 2005.
- [13] Hoven N., Sahai A. Power scaling for cognitive radio[C]. Wireless Networks, Communications and Mobile Computing, 2005 International Conference on, 2005.
- [14] Tang H. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [15] Cabric D., Tkachenko A., Brodersen R. W. Spectrum Sensing Measurements of Pilot, Energy, and Collaborative Detection[C]. Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006, 2006.
- [16] Cabric D., Brodersen R. W. Physical layer design issues unique to cognitive radio systems[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on, 2005.
- [17] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals[J]. Proceedings of the IEEE. 1967, 55(4): 523-531.

- [18] Digham F. F., Alouini M. -s, Simon M. K. On the energy detection of unknown signals over fading channels[C]. Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on, 2003.
- [19] 张宇, 冯春燕, 郭彩丽, 曾志民. 认知无线电网频谱检测研究[J]. 吉林大学学报(信息科学版). 2008, 26(2): 126-135.
- [20] Tandra R., Sahai A. Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty[C]. Wireless Networks, Communications and Mobile Computing, 2005 International Conference on, 2005.
- [21] Olivieri M. P., Barnett G., Lackpour A., Davis A., Ngo P. A scalable dynamic spectrum allocation system with interference mitigation for teams of spectrally agile software defined radios[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [22] Ghozzi Mohamed, Marx Francois, Dohler Mischa, Palicot Jacques. Cyclostationarity-Based Test for Detection of Vacant Frequency Bands[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [23] Ning Han, Sunghwan Shon, Jae Hak Chung, Jae Moun Kim. Spectral correlation based signal detection method for spectrum sensing in IEEE 802.22 WRAN systems[C]. Advanced Communication Technology, 2006. ICACT 2006. The 8th International Conference, 2006.
- [24] Kim Kyouwoong, Akbar Ihsan A., Bae Kyung K., Um Jung- Sun, Spooner Chad M., Reed Jeffrey H. Cyclostationary Approaches to Signal Detection and Classification in Cognitive Radio[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on, 2007.
- [25] Fehske A., Gaedert J., Reed J. H. A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks[C]. First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005, 2005.
- [26] Xinying He, Zhimin Zeng, Caili Guo. Signal Classification based on Cyclostationary Spectral Analysis and HMM/SVM in Cognitive Radio[C]. IEEE 2009 international conference on measuring technology and mechatronics automation, 2009.
- [27] Zeng Yonghong, Liang Ying- Chang. Covariance Based Signal Detections for Cognitive Radio[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on, 2007.
- [28] Lehtomaki J. J., Vartiainen J., Juntti M., Saarnisaari H. Spectrum Sensing with Forward Methods[C]. Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006, 2006.
- [29] Hur Y., Park J., Woo W., Lee J. S., Lim K., Lee C. H., Kim H. S., Laskar Joy. WLC05-1: A Cognitive Radio (CR) System Employing A Dual-Stage Spectrum Sensing Technique : A Multi-Resolution Spectrum Sensing (MRSS) and A Temporal Signature Detection (TSD) Technique[C]. Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06. IEEE, 2006.
- [30] Hur Y., Park J., Kim K., Lee J., Lim K., Lee C. -h, Kim H. S., Laskar J. A Cognitive Radio (CR) Testbed System Employing a Wideband Multi-Resolution Spectrum Sensing (MRSS) Technique[C]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, 2006.
- [31] Neihart N. M., Roy S., Allstot D. J. A Parallel, Multi-Resolution Sensing Technique for Multiple Antenna Cognitive Radios[C]. Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on, 2007.

- [32] Park J., Hur Y., Song T. J., Kim K., Lee J., Lim K., Lee C. -h, Kim H. S., Laskar J. Implementation Issues of A Wideband Multi-Resolution Spectrum Sensing (MRSS) Technique for Cognitlve Radio (CR) Systems[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [33] Tian Zhi, Giannakis Georgios B. A Wavelet Approach to Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [34] Wild B., Ramchandran K. Detecting primary receivers for cognitive radio applications[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [35] Thomson D. J. Spectrum estimation and harmonic analysis[J]. Proceedings of the IEEE. 1982, 70(9): 1055-1096.
- [36] Shankar N. S., Cordeiro C., Challapali K. Spectrum agile radios: utilization and sensing architectures[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [37] Qing Zhao, Sadler B. M. A Survey of Dynamic Spectrum Access[J]. Signal Processing Magazine, IEEE. 2007, 24(3): 79-89.
- [38] 王悦, 冯春燕, 曾志民, 郭彩丽. 认知无线网络中基于合作的频谱检测研究[J]. 电信科学. 2008, 24(7): 54-57.
- [39] Peh E., Ying-chang Liang. Optimization for Cooperative Sensing in Cognitive Radio Networks[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE, 2007.
- [40] Amir Ghasemi, Elvino S. Sousa. Asymptotic performance of collaborative spectrum sensing under correlated log-normal shadowing[J]. Communications Letters, IEEE. 2007, 11(1): 34-36.
- [41] Ghasemi A., Sousa E. S. Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [42] Mishra S. M., Sahai A., Brodersen R. W. Cooperative Sensing among Cognitive Radios[C]. Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on, 2006.
- [43] Tanya Roosta, Shridhar M. Mishra, Ali Ghazizadeh. Robust Estimation and Detection in Ad Hoc and Sensor Networks[C]. Mobile Adhoc and Sensor Systems (MASS), 2006 IEEE International Conference on, 2006.
- [44] Chunhua Sun, Wei Zhang, Letaief K. B. Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radios under Bandwidth Constraints[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE, 2007.
- [45] Sun C., Zhang W., Letaief K. B. Cluster-Based Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Systems [C]. Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on, 2007.
- [46] Yue Wang, Chunyan Feng, Zhimin Zeng, Caili Guo. A Robust and Energy Efficient Cooperative Spectrum Sensing Scheme in Cognitive Radio Networks[C]. 11th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT 2009, 2009.
- [47] Peng Qihang, Zeng Kun, Wang Jun, Li Shaoqian. A Distributed Spectrum Sensing Scheme Based on Credibility and Evidence Theory in Cognitive Radio Context[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on, 2006.

- [48] Ganesan G., Ye Li. Agility improvement through cooperative diversity in cognitive radio[C]. Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05. IEEE, 2005.
- [49] Ganesan G., Li Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [50] Hongjian Sun, Jing Jiang, Maoliu Lin. Adaptive Cooperation Algorithm for Cognitive Radio Networks[C]. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2006. WiCOM 2006. International Conference on, 2006.
- [51] Jiang Jing, Tan Xuezhi, Sun Hongjian. Cooperative Algorithm for Cognitive Radio Networks Which is Based on Adaptive Election[C]. TENCON 2006. 2006 IEEE Region 10 Conference, 2006.
- [52] 王悦, 冯春燕, 曾志民, 郭彩丽. 认知无线电频谱检测机制研究[J]. 吉林大学学报(信息科学版). 2008, 26(3): 230-237.
- [53] Hyoil Kim, Kang Shin. Efficient Discovery of Spectrum Opportunities with MAC-Layer Sensing in Cognitive Radio Networks[J]. IEEE Trans. on Mobile Computing. 2008, 7(5): 533-545.
- [54] 郭彩丽, 曾志民等. 一种异步频谱检测周期优化模型及算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 920-924.
- [55] 张宇, 冯春燕, 郭彩丽. 基于可变间隔的认知无线电频谱检测机制[J]. 北京邮电大学学报. 2008, 31(2): 128-131.
- [56] Guo Caili, Zeng Zhimin, Feng Chunyan, Liu Qi. Cognitive Radio Random Periodic Spectrum Sensing with Sensing Period Optimization for Cognitive Radio Networks[C]. IEEE ICCS, 2008.
- [57] Peng Wang, Limin Xiao, Shidong Zhou, Jing Wang. Optimization of Detection Time for Channel Efficiency in Cognitive Radio Systems[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE, 2007.
- [58] Ghasemi Amir, Sousa Elvino S. Optimization of Spectrum Sensing for Opportunistic Spectrum Access in Cognitive Radio Networks[C]. Consumer Communications and Networking Conference, 2007. CCNC 2007. 2007 4th IEEE, 2007.
- [59] Liang Y. -c, Zeng Y., Peh E., Hoang A. T. Sensing-Throughput Tradeoff for Cognitive Radio Networks[C]. Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on, 2007.
- [60] Zhao Q., Tong L., Swami A., Chen Y. Decentralized cognitive MAC for opportunistic spectrum access in ad hoc networks: A POMDP framework[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2007, 25(3): 589-600.
- [61] Luo Ling, Roy Sumit. Analysis of Search Schemes in Cognitive Radio[C]. Networking Technologies for Software Define Radio Networks, 2007 2nd IEEE Workshop on, 2007.
- [62] 郭彩丽, 冯春燕, 刘子琦, 曾志民, 王悦. 认知无线电系统频谱检测策略、基站和终端设备[P]. 中国, 200910078216.9.
- [63] 王锐, 陈永州, 区国琛. 一种感知无线区域网系统中确定异步寂静周期的方法[P]. 中国, CN101026446, 2007-8-29.
- [64] Bub-joo Kang. METHOD FOR SENSING SPECTRUM AND ARRANGING QUIET PERIOD IN COGNITIVE RADIO SYSTEM[P]. PCT, WO2007094604, 2007-8-23.
- [65] Ji Baowei. METHOD AND SYSTEM FOR IMPROVING FRAME SYNCHRONIZATION, CHANNEL[P]. U.S., US20070248076, 2007-10-25.
- [66] Ji Baowei. CHANNEL SENSING BASED ON SELF-SIGNAL SUPPRESSION[P]. U.S., US20070226576, 2007-9-27.

- [67] Wendong Hu, Willkomm D., Abusubaih M., Gross J., Vlantis G., Gerla M., Wolisz A. COGNITIVE RADIOS FOR DYNAMIC SPECTRUM ACCESS - Dynamic Frequency Hopping Communities for Efficient IEEE 802.22 Operation[J]. Communications Magazine, IEEE. 2007, 45(5): 80-87.
- [68] Matheson R. The Electrospace Model as A Frequency Management Tool[C]. Boulder, CO:, Symposium on Advanced Radio Technologies, 2003.
- [69] Horne W. D. Adaptive spectrum access: Using the full spectrum space[C]. Arlington, Virginia:, Annual Telecommunications Policy Research Conf., 2003.
- [70] Rappaport T. S. Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed.[M]. Prentice Hall Communications Engineering and emerging Technologies Series. New Jersey, USA, 2002.
- [71] Tepedelenlioglu C., Giannakis G. B. On velocity estimation and correlation properties of narrow-band mobile communication channels[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on. 2001, 50(4): 1039-1052.
- [72] Mottier D., Castelain D. A Doppler estimation for UMTS-FDD based on channel power statistics[C]. Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th, 1999.
- [73] Pollini G. P. Trends in handover design[J]. Communications Magazine, IEEE. 1996, 34(3): 82-90.
- [74] Krasny L., Arslan H., Koilpillai D., Chennakeshu S. Doppler spread estimation in mobile radio systems[J]. Communications Letters, IEEE. 2001, 5(5): 197-199.
- [75] Morelli M., Mengali U., Vitetta G. M. Further results in carrier frequency estimation for transmissions over flat fading channels[J]. Communications Letters, IEEE. 1998, 2(12): 327-330.
- [76] Ulukus Sennur, Yates R. D. Adaptive power control and MMSE interference suppression[J]. Wireless Networks. 1998, Vol. 4(No. 6): 489-496.
- [77] Blackard K. L., Rappaport T. S., Bostian C. W. Measurements and models of radio frequency impulsive noise for indoor wireless communications[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 1993, 11(7): 991-1001.
- [78] Blum R. S., Kozick R. J., Sadler B. M. An adaptive spatial diversity receiver for non-Gaussian interference and noise[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on. 1999, 47(8): 2100-2111.
- [79] Yucek T., Arslan H. Noise plus interference power estimation in adaptive OFDM systems[C]. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st, 2005.
- [80] Yucek T., Arslan H. MMSE Noise Power and SNR Estimation for OFDM Systems[C]. Sarnoff Symposium, 2006 IEEE, 2006.
- [81] Golmie N., Chevrollier N., Rebala O. Bluetooth and WLAN coexistence: challenges and solutions[J]. Wireless Communications, IEEE. 2003, 10(6): 22-29.

第4章 物理传输技术

如前所述, 认知无线网络 (CRN) 的两大主要任务是发现频谱机会和利用频谱机会。第3章介绍了各种发现频谱机会的频谱感知方法。如何利用已发现的频谱机会将是以下几章关注的重点。

本章重点讨论在利用频谱机会时物理传输技术领域的关键技术和主要问题。如何生成对授权信号无干扰的认知无线电信号, 是 CRN 物理传输技术关注的首要问题。目前针对这个问题主流的解决方案包括认知 OFDM 和 TDCS, 此外, 认知 UWB 也是一种重要的物理传输技术。对这三方面的内容分别在本章的前三节介绍。CR 物理传输领域的其他问题较之传统通信网络的主要区别, 也在于如何避免对授权系统造成干扰, 同时保证本系统的吞吐量性能要求。本章的后三节分别讨论在信道编码、多天线和链路自适应方面最新的研究成果。

本章涵盖了关于 CR 物理传输尽可能多的研究领域, 希望在阅读本章内容之后, 读者能够对 CR 物理传输技术有较为全面和系统的了解。

4.1 认知OFDM (Cognitive OFDM) 传输技术

经过近 40 年的发展, OFDM 已经成为实现高速无线传输的热门技术之一。OFDM 的众多优秀特性与 CR 的要求相符, 其中最为关键的一点在于, CR 传输的频谱成形 (Spectrum Shaping) 技术可以通过 OFDM 的子载波关闭 (Subcarrier Nulling) 实现。因此, OFDM 公认为 CR 传输的首选技术, 目前在认知 OFDM 方面的研究成果也最为丰硕。

4.1.1 认知OFDM概述

本节从传统 OFDM 传输系统的原理切入, 通过将 OFDM 的传输特性和技术优势与 CR 的要求加以对比, 体现 OFDM 在 CR 中的适用性; 进而引出认知 OFDM 的概念, 介绍认知 OFDM 传输系统原理。

1. 传统OFDM传输系统原理

首先简单回顾传统 OFDM 传输系统原理。OFDM 是一种多载波传输技术, 基本原理是将串行的数据分布到一组正交的子载波上并行传输, 每个子载波上的吞吐量只相当于单载波系统的几十分之一至千分之一, 从而有效地对抗多径效应造成的码间干扰, 实现高速无线传输。传统 OFDM 收发机的系统框图如图 4-1 所示。经过编码和比特交织的编码比特流先进行调制 (即星座映射), 调制后的符号进行逆快速傅里叶变换 (IFFT), 以得到时域 OFDM 符号。OFDM 符号的基带形式为^[1]

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi \frac{i}{T} t), \quad t \in [0, T] \quad (4-1)$$

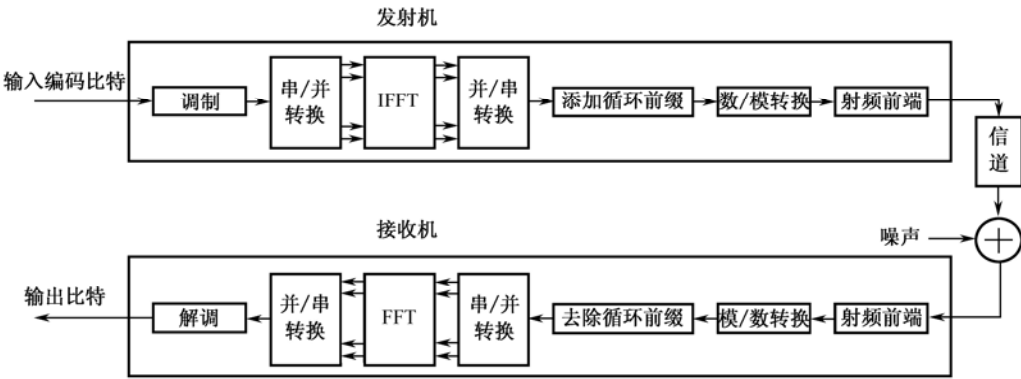


图 4-1 OFDM 收发机系统框图

经过 IFFT 处理后，OFDM 符号的各个子载波在频域是正交的。若不经处理，OFDM 传输系统会存在严重的符号间干扰（Inter-Symbol Interference, ISI）。为了削弱 ISI，应当对每个 OFDM 符号都引入防护间隔。但是如果在防护间隔内不发射信号，又会造成多径环境下的载波间干扰（Inter-Carrier Interference, ICI），这将导致载波间失去正交性。为了抑制 ICI，在防护间隔内填入时域循环移位后的部分 OFDM 符号波形，称为循环前缀（Cyclic Prefix, CP）。当 CP 的时域长度大于信道的时延扩展时，就能有效地抑制 ICI。图 4-2 示出了一个填入 CP 的 OFDM 符号波形。经过 CP 填充之后，OFDM 在基带的信号处理过程基本结束。通过数/模转换和射频前端处理，OFDM 传输的发射端处理过程就完成了。接收端按照与发射端相反的处理过程，就可以实现正确接收。

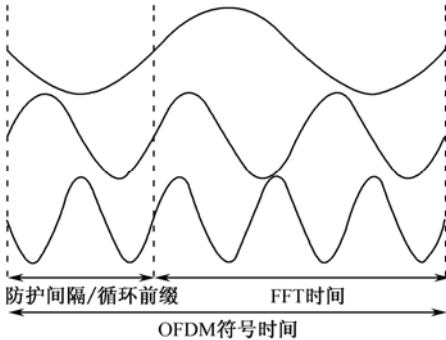


图 4-2 填入 CP 的 OFDM 符号时域波形

以上简单回顾了 OFDM 收发机的信号处理流程。将 OFDM 的优点归纳如下：

- 将频谱子载波化，有效对抗频率选择性衰落和窄带干扰(Narrow Band Interference, NBI)；
- 使用循环前缀，有效对抗符号间干扰；
- 采用 IFFT 算法，可以利用目前成熟的数字信号处理技术；
- 具有较高频率利用率和吞吐量性能等。

另一方面，OFDM 还有一些问题需要解决，包括信道估计、功率峰均比过高以及同步难度较大等。

2. OFDM用于认知无线电的优势

在认知无线电的概念提出伊始，人们就意识到 OFDM 的众多优势决定其非常适合作为认知无线电的传输技术^[3]。表 4-1 列举了 OFDM 用于认知无线电传输方案中的多方面技术优势，下面将具体分析介绍。

表 4-1 OFDM 作为认知无线电传输方案的技术优势

认知无线电的要求	OFDM 的优势
频谱检测	可以沿用传统 OFDM 的 FFT 模块用作频谱检测算法
频谱成形	OFDM 的子载波关闭技术可以实现频谱成形
对无线环境的自适应	OFDM 可以以子载波为单位，独立的调整每个子载波的发射功率和分配比特数目
增强型天线技术	OFDM 与多天线技术有很强的融合能力
多址技术与频谱分配	OFDM 可以选择 TDMA、FDMA 或 OFDMA，灵活的多址接入能力
互操作性	OFDM 已被众多无线系统选做传输技术

(1) 频谱检测

频谱检测是认知无线电的关键技术之一。通过检测某一频段是否被授权用户占用，确定 CRN 能否使用该频段。第 3 章介绍了频谱检测的各种具体算法，其中能量检测算法是目前主流的频谱检测算法，而能量检测算法中 FFT 运算不可或缺。另一方面，OFDM 本身需要使用 FFT 运算进行信号处理。将 OFDM 用于认知无线电的物理传输技术，可以重用 FFT 模块实现频谱检测算法，从而降低系统实现复杂度，提高硬件的利用率。

(2) 频谱成形

在频谱检测完成之后，认知无线电的下一个目标是生成对授权用户无干扰的频谱适配波形。认知无线电要求生成在带宽、中心频率、发射功率，特别是频谱形状方面满足无干扰要求的自适应波形，这个过程称为频谱成形（Spectrum Shaping）。频谱成形也是 OFDM 的优势所在：OFDM 采用多载波传输技术，将位于授权网络工作频率的子载波关闭（Subcarrier Nulling），就能够实现频谱成形。可以认为，在频谱检测和频谱成形方面具备的优势，是 OFDM 适用于认知无线电的两个最重要原因^[4]。有关频谱成形的内容，将在 4.1.1 节中详细介绍。

(3) 对无线环境的自适应

认知无线电要求系统能够根据感知到的无线环境信息，自适应调整发射功率、调制方式、编码方式与速率等参数，提高 CRN 吞吐量（参见 4.6 节）。OFDM 具有多种参数的自适应调整能力，这些参数包括 FFT 大小、调制编码方式、发射功率、比特分配等。OFDM 能够以子载波为单位，独立地调整每个子载波的发射功率和比特分配数目，这个优势是传统单载波传输技术所不具有的。有关 OFDM 作为认知无线电的物理传输技术的自适应能力，将在 4.6.3 节中详细介绍。

(4) 增强型天线技术

在 Haykin 的开创性文献中提到^[5]，将多天线技术引入认知无线电，能够在空域发现并有效地利用频谱机会，进一步提高频率利用率。波束成形、分集合并、空时均衡等技术都可应用于 CRN。OFDM 与多天线技术有很强的融合能力，这是因为 OFDM 传输系统中分集合并和均衡等算法复杂度较低。此外，OFDM 中采用多天线技术还有很多抗干扰的算法^[6]，可供认知无线电参考借鉴。有关多天线技术用于认知无线电的相关内容将在 4.5 节中介绍。

(5) 多址技术与频谱分配

CRN 使用的频谱带宽随授权网络环境变化而变化，这对 CRN 的多用户接入提出了更高的要求。OFDM 的多址接入技术包括时分多址（TDMA）、频分多址（FDMA），以及更为主流的正交频分多址（OFDMA）。OFDMA 将子载波分组后分配给各个用户，在此基础上实现子载波的交织、随机化和分簇等机制，提供了相当灵活的多址接入能力，能够适应 CRN 快速变化的多址接入要求。

(6) 互操作性

互操作性是指两个或多个系统或者系统组件之间交换信息，并且使用所交换信息的能力^[7]。CRN 要求与授权网络甚至其他 CRN 在频谱环境中共存，互操作性有助于 CRN 在满足无干扰要求的前提下进一步提高频率利用率。OFDM 已经被众多无线移动通信系统选做传输技术，包括无线局域网 (WLAN) 的 IEEE 802.11、WiMAX、数字音频广播 (DAB)、数字视频广播 (DVB)、无线个域网 (WPAN) 的 IEEE 802.15.3 等。因此，采用 OFDM 作为传输技术的 CRN 能够更加便捷地与授权网络和其他 CRN 共存。

3. 认知OFDM传输系统原理

如前所述，OFDM 在频谱成形方面具有单载波传输无法匹敌的优势，如图 4-3 所示，CRN 的频谱检测中，检测到两个频段出现授权网络的信号后，频谱成形将 OFDM 位于这两个频段内的子载波关闭，即将其发射功率置零，而其他子载波保持原有发射功率，从而实现授权网络无干扰的系统共存。将部分子载波关闭的 OFDM 通常称为不连续 OFDM (Non-Continuous OFDM , NC-OFDM)。本文将采用 NC-OFDM 作为物理传输技术的认知无线电传输系统称为认知 OFDM (Cognitive OFDM) 传输系统。

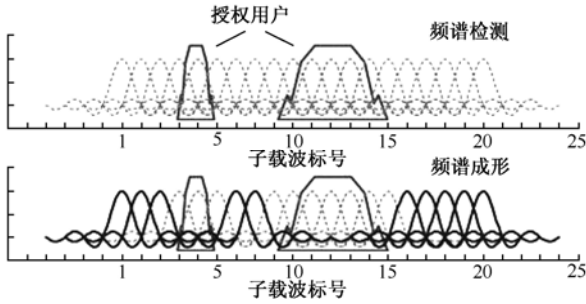


图4-3 频谱检测与频谱成形

认知 OFDM 收发机的系统框图如图 4-4 所示。同图 4.1 所示的传统 OFDM 收发机框图相比，认知 OFDM 收发机增加了关闭子载波选择模块。根据频谱检测得到的频谱占用信息，发射机将相应的子载波关闭。通过控制信道将子载波关闭的信息传送到接收端，接收机就可以确定哪些功率为零的子载波是被关闭的，从而正确接收信号。

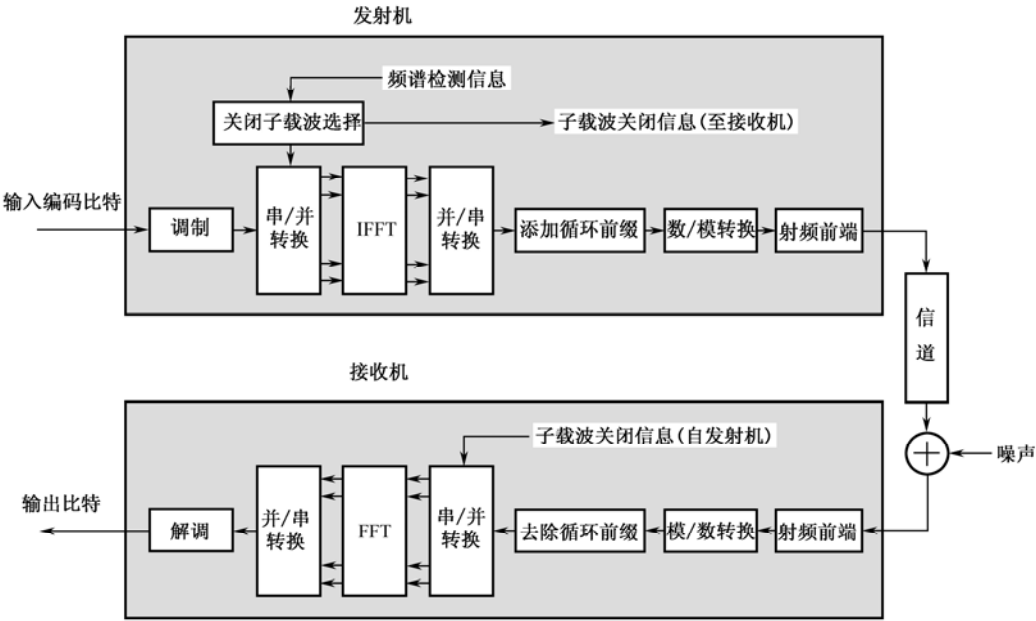


图4-4 认知OFDM收发机系统框图

需要注意的是, 认知无线电的频谱成形并非只能采用 NC-OFDM 实现。变换域通信系统 (Transform Domain Communication System, TDCS) 被认为是另一种频谱成形的实现途径。有关 TDCS 的内容将在 4.3 节中详细介绍。

4.1.2 认知OFDM中的关键技术

认知 OFDM 中的关键问题分为三类^[3], 如图 4-5 所示。第一类是传统 OFDM 存在的问题, 如同步、功率峰均比及信道估计中导频设置方法等, 这类问题在认知 OFDM 中面临新的挑战;

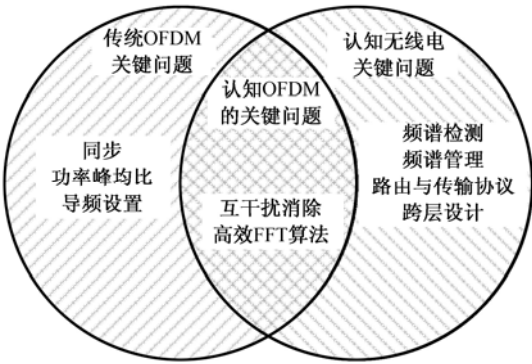


图4-5 认知OFDM中的关键问题

第二类是认知无线电本身亟待解决的问题, 如频谱检测、频谱管理、路由及传输协议和跨层设计等; 第三类是将认知无线电与 OFDM 传输技术融合之后出现的新问题, 包括互干扰消除技术和高效 FFT 算法等。其中第二类问题是本书其他章节关注的内容。按照问题的重要性不同, 本节首先介绍第三类问题中的互干扰消除技术和高效 FFT 算法, 然后介绍第一类问题中信道估计中的导频设置方法、功率峰均比降低技术以及同步算法。

1. 互干扰消除技术

如前所述, 认知 OFDM 通过频谱成形极大地削弱 CR 信号对授权网络的干扰。即便如此, 互干扰问题仍然无法忽视。可以依照成因不同将认知 OFDM 与授权网络之间的互干扰分为两类^[8]: 一类是 CR 信号对授权信号的干扰, 这类干扰是由于 OFDM 信号难以避免的带外泄漏 (Out-of-band Leakage) 造成的; 另一类是授权信号对 CR 信号的干扰, 由于无法保证授权网络也采用 OFDM 传输方案, 或者无法保证授权 OFDM 系统与认知 OFDM 之间的参数一致或精确同步, 导致授权信号在认知 OFDM 接收机中会形成严重干扰。

目前, 授权信号对 CR 信号的干扰问题的解决方案还不多, 对互干扰问题的解决方案主要集中在 CR 信号对授权信号的干扰方面。这也是本节重点讨论的内容。CR 信号对授权信号的干扰是由 OFDM 信号的带外泄漏造成的。设传输信号 $s(t)$ 的功率谱密度为^[8]

$$\Phi_{ss}(f) = A^2 T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \tag{4-2}$$

式中, A 为信号幅度, T_s 为信号时长, $T_s = T_U + T_G$, 其中 T_U 为数据符号时长, T_G 为防护间隔。设授权信号的带宽为 CR 信号的子载波宽度 $\Delta f = 1/T_U$ 。那么, CR 信号对授权信号的平均干扰功率表示为

$$P_{C,p}(n) = \frac{1}{P_{tot}} \int_{(n-1/2)\Delta f}^{(n+1/2)\Delta f} \Phi_{ss}(f) df \tag{4-3}$$

式中, P_{tot} 是 CR 信号一个子载波的总发射功率; n 为 CR 子载波与授权信号之间间隔的子载波数目。CR 信号的带外泄漏对授权信号的干扰情况如图 4-6 所示, 图中只标出 $P_{C,p}(1)$ 至 $P_{C,p}(3)$ 的功率谱, 可以看出带外泄漏的功率随着 n 的增长而下降, CR 信号在频域与授权信号相距

越远，对其造成的干扰越小。

传统 OFDM 有很多解决信号带外泄漏问题的办法，最常用的是时域加窗（升余弦窗）和频域自适应防护带宽技术^[4]，但两种技术都存在问题：前者将导致信号在时域扩展，重新引入 ISI，造成吞吐量下降；后者将导致频率利用率下降^[9]。因此认知 OFDM 提出了各种解决带外泄漏的新技术，包括主动干扰抵消（Active Interference Cancellation, AIC）、子载波加权（Subcarrier Weighting, SW），以及星座扩展（Constellation Expansion）技术。下面具体介绍这几种方案并分析比较各自的优缺点。

（1）主动干扰抵消（AIC）

AIC^[10]属于频域信号处理技术，但传统的防护带宽相比，AIC 并不是简单地将关闭子载波与数据子载波相邻的子载波关闭作为防护子载波，而是对相邻子载波与关闭子载波进行调谐（Tuned），使带外泄漏尽可能小。考虑一个子载波数目为 N 的 OFDM 传输系统。OFDM 信号的时域形式表示为

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} d(k) \exp(j2\pi \frac{n}{N} k) \quad (4-4)$$

式中， $\mathbf{d} = [d(0), d(1), \dots, d(N-1)]$ 表示各个子载波上传输的数据。对子载波采用 4 倍重采样（Up-sampling）得到 $Y(l)$ ，即

$$\begin{aligned} Y(l) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp\left(-j2\pi \frac{n}{N} \frac{l}{4}\right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d(k) P(l, k) \end{aligned} \quad (4-5)$$

式中

$$P(l, k) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j2\pi \frac{n}{N} \left(k - \frac{l}{4}\right)\right) \quad (4-6)$$

由式（4-6），定义 $(4 \times N) \times N$ 的矩阵 \mathbf{P} ，其元素为 $P(l, k)$ 。为了叙述方便，设 $\mathbf{L} = (l_1, l_2, \dots, l_m)$ ， $\mathbf{K} = (k_1, k_2, \dots, k_n)$ ，用一个 $m \times n$ 的矩阵 \mathbf{P}_K^L 表示 \mathbf{P} ，其第 (i, j) 个元素为 \mathbf{P} 的第 (l_i, k_j) 个元素

$$[\mathbf{P}_K^L]_{i,j} = P(l_i, k_j) \quad (4-7)$$

设子载波标号 f_1 至 f_2 上出现授权信号而被认知 OFDM 关闭。AIC 为了解决带外泄漏需要对相邻子载波进行调谐，设调谐使用的相邻子载波数目为 1，子载波标号分别为 (f_1-1) 和 (f_2+1) ，如图 4-7 所示。给定认知 OFDM 发送数据向量 $\mathbf{d}_c = [d(0), \dots, d(f_1-1), d(f_2+2), \dots, d(N-1)]$ ，调谐 $\mathbf{h} = [d(f_1-1), \dots, d(f_2+1)]$ ，使得重采样值 $|Y(4 \times f_1)|^2, |Y(4 \times f_1+1)|^2, \dots, |Y(4 \times f_2)|^2$ 的平方和 h_1 最小

$$h_1 = \arg \min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{P}_0 \mathbf{d}_c + \mathbf{P}_1 \mathbf{h}\|^2 \quad (4-8)$$

式中， $\mathbf{P}_0 = P_{(0, \dots, f_1-2, f_2+2, \dots, N-1)}^{(4 \times f_1, 4 \times f_1+1, \dots, 4 \times f_2)}$ ， $\mathbf{P}_1 = P_{(f_1-1, \dots, f_2+1)}^{(4 \times f_1, 4 \times f_1+1, \dots, 4 \times f_2)}$ 。式（4-8）可以通过最小二乘法求解

$$\mathbf{h}_1 = -(\mathbf{P}_1^* \mathbf{P}_1)^{-1} \mathbf{P}_1^* \mathbf{P}_0 \mathbf{d}_c \quad (4-9)$$

归一化功率谱密度/dB

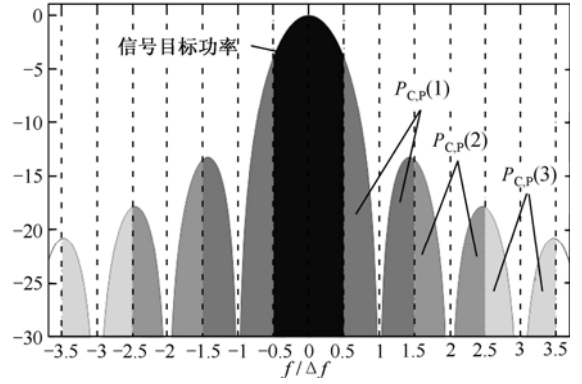


图4-6 CR信号的带外泄漏对授权信号的干扰

文献[10]分析了 AIC 的抗互干扰性能。在调谐子载波数目为 1 时，带外泄漏抑制达到 10 dB 以上，可以满足对授权信号无干扰的要求。AIC 的技术缺陷也是显而易见的：对式 (4-9) 的求解是一个计算复杂度很高的过程。 $(P_1^* P_1)^{-1} P_1^*$ 的计算很复杂，且与关闭子载波宽度有关，无法预计算存入内存。针对 AIC 的计算复杂度问题，文献[11]提出了三种低复杂度的 AIC 算法。其中一种算法在保证低计算复杂度的同时，带外泄漏抑制的效果甚至超过了传统 AIC。感兴趣的读者请参阅文献[11]。

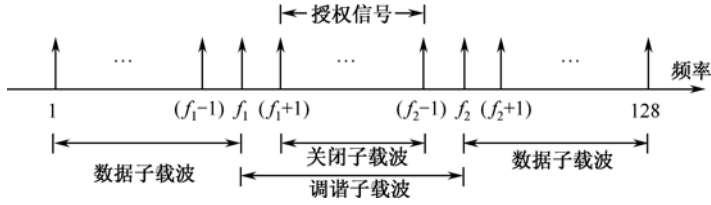


图4-7 采用AIC的认知OFDM

(2) 子载波加权 (SW)

与时域加窗和频域防护带宽技术相比，子载波加权技术^[12]既不会造成频率利用率下降，也不会导致信号时域扩展，是一种性能较为优越的互干扰消除技术。这种技术通过对子载波发射功率赋权调节，达到带外抑制的目的。设子载波数目为 N ，数据向量 $\mathbf{d}=(d_1, d_2, \dots, d_N)$ 经过加权处理，得到输出数据向量 $\bar{\mathbf{d}}=(\bar{d}_1, \bar{d}_2, \dots, \bar{d}_N)$

$$\bar{d}_n = g_n d_n, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (4-10)$$

SW 算法的关键在于确定权值向量 $\mathbf{g}=(g_1, g_2, \dots, g_N)$ 。对于一个未加权的信号 $s_n(x)$ ，假设采用时域长度为 T_0 的矩形窗，其频域表示为

$$s_n(x) = d_n \frac{\sin(\pi(x-x_n))}{\pi(x-x_n)}, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (4-11)$$

式中， N 为总子载波数目， d_n 为数据； x_n 是归一化中心频率，归一化频率 $x=(f-f_0)T_0$ （其中 f 是频率值， f_0 是中心频率）。在需要进行带外泄漏抑制的频率区域中对归一化频率进行 M 点采样，得到 y_m 。将式 (4-11) 改写为

$$s_{n,m} = s_n(y_m) = d_n \frac{\sin(\pi(y_m-x_n))}{\pi(y_m-x_n)}, \quad n=1, 2, \dots, N; m=1, 2, \dots, M \quad (4-12)$$

定义 $N \times M$ 的矩阵 \mathbf{S} ，其元素为 $S_{n,m}$ 。SW 算法等价于对以下最优化问题求解

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= \arg \min_{\mathbf{g}} \|\mathbf{S}_{\mathbf{g}}\|^2 \\ s.t. \quad \|\bar{\mathbf{d}}\|^2 &= \|\mathbf{d}\|^2 \quad * \\ 0 &< g_{\min} \leq g_n \leq g_{\max}, \quad g_{\min}, g_n, g_{\max} \in R, \quad n=1, 2, \dots, N \quad ** \end{aligned} \quad (4-13)$$

式中， g_{\min} 和 g_{\max} 分别表示权值向量值的上、下限。这个最优化问题的两个约束条件中，第一个条件要求经过 SW 处理后的符号功率应与处理之前相等，第二个条件要求权值向量的元素应为正实数值，且限制在预定的范围内，保证加权后的各子载波功率相差不大。如果 g_{\min} 和 g_{\max} 选择得当，可以保证加权后的数据符号 \bar{d}_n 仍能落在原符号 d_n 的判决区间内，无需在收发两端之间传输 SW 处理信息。对式 (4-13) 采用投影拉格朗日乘法 (Projected Lagrangian Method) 求解，即可确定 SW 的权值向量 \mathbf{g} 。

图 4-8 举例说明了 SW 原理。选取参数为 $N=5, g_{\max}/g_{\min}=2, d=(1,1,1,1,1)$ ，关闭子载波宽度为 6 个子载波。为了限制矩阵 \mathbf{S} 的大小，归一化频率采样值 $s_n(y_m)$ 设为 1。从图中看出，经过加权处理后的子载波在关闭子载波区域的带外泄漏得到了较好的抑制。根据文献[12]的分析数据，SW 的带外泄漏抑制效果达到 10 dB 以上。文献[12]同时指出，增加采样值会增加 \mathbf{S} 元素个数，导致计算复杂度上升，而对带外泄漏抑制效果的提升并不明显。SW 的不足之处在于，由于各子载波经过加权处理后发射功率大小不同，所以会对接收机的误比特率造成一定影响^[12]。另外，SW 的计算复杂度也是其必须考虑的一个问题。

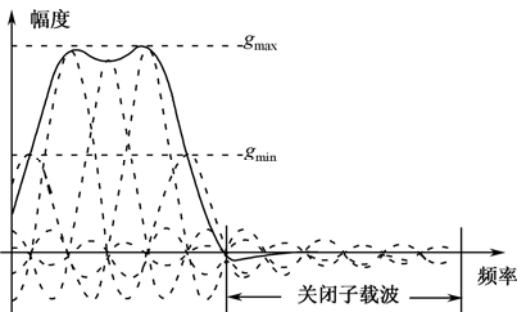


图4-8 SW带外抑制原理

(3) 星座扩展

前文介绍的 AIC 和 SW 都存在计算复杂度方面的不足，特别是当子载波数目很大或者采用高阶调制时，过高的计算复杂度直接限制两者的实际应用。星座扩展 (Constellation Expansion)^[13]是一种低复杂度的互干扰消除技术，并且不会造成误比特率的下降。

假设 OFDM 符号的星座映射图包含 2^k 个星座点，星座扩展的原理是将原星座图扩展至 2^{k+1} 个星座点，即原本由一个星座点对应的符号，经过星座扩展之后有两个星座点与之对应，然后在两个星座点中随机选取一个作为当前数据符号的星座映射点。利用扩展星座图后的随机选取过程，各个子载波的同相和正交分量之间的随机性差异使得生成的 OFDM 符号的带外泄漏较低，其原理类似于功率峰均比降低技术中的相位更新。图 4-9 和图 4-10 分别为 BPSK 和 QPSK 的星座扩展原理。

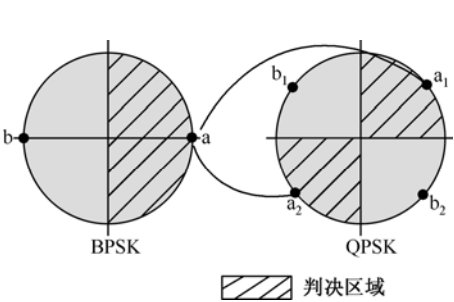


图4-9 BPSK到QPSK的星座扩展

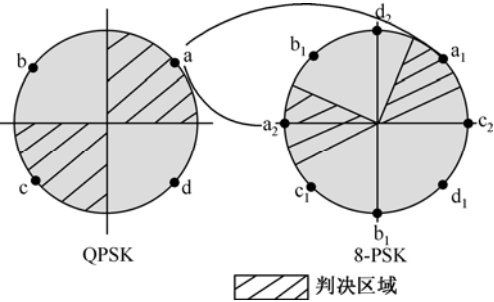


图4-10 QPSK到8PSK的星座扩展

星座扩展的算法流程如图 4-11 所示^[13]，算法中设置了两个门限值：最大带外泄漏功率和最大迭代次数。逐个符号进行迭代计算，当随机选出的映射符号的带外泄漏低于预设门限值时，迭代结束；为了保证计算复杂度不至于过高，最大迭代次数保证当随机选出的符号难以满足预设的带外泄漏门限时，选择具有最低带外泄漏功率的符号进行传输。

文献[13]分析了星座扩展的性能。根据关闭子载波宽度的不同，星座扩展使带外泄漏下降 3~5 dB。星座扩展技术也有其不足之处：因为发射端对星座扩展后的符号是随机选取的，为了保证正确接收，收发机之间必须通过控制信道传送符号选取信息，这会导致吞吐量的下降。

2. 高效FFT算法

经过频谱成形的认知 OFDM 符号会出现大量被关闭的子载波。关闭的子载波在 OFDM

的 IFFT/FFT 模块中体现为输出值为零。如果采用高效的 FFT 算法，将与零值有关的加法/乘法运算略去，将会大大提高 IFFT/FFT 模块的计算处理速度。有关 FFT 运算中零值的处理，早在 20 世纪 60 年代就提出了 FFT 修剪 (FFT Pruning) 技术^[14]。但是，早期修剪算法局限于特定的零值分布图样或者零值个数^[15]，更为重要的是，大部分修剪算法基于条件描述 (Conditional Statement)，例如算法中的 if 语句，导致算法的处理时间很长，以至于修剪算法带来的 FFT 计算时间上的收益甚至无法弥补修剪算法本身的处理时长。

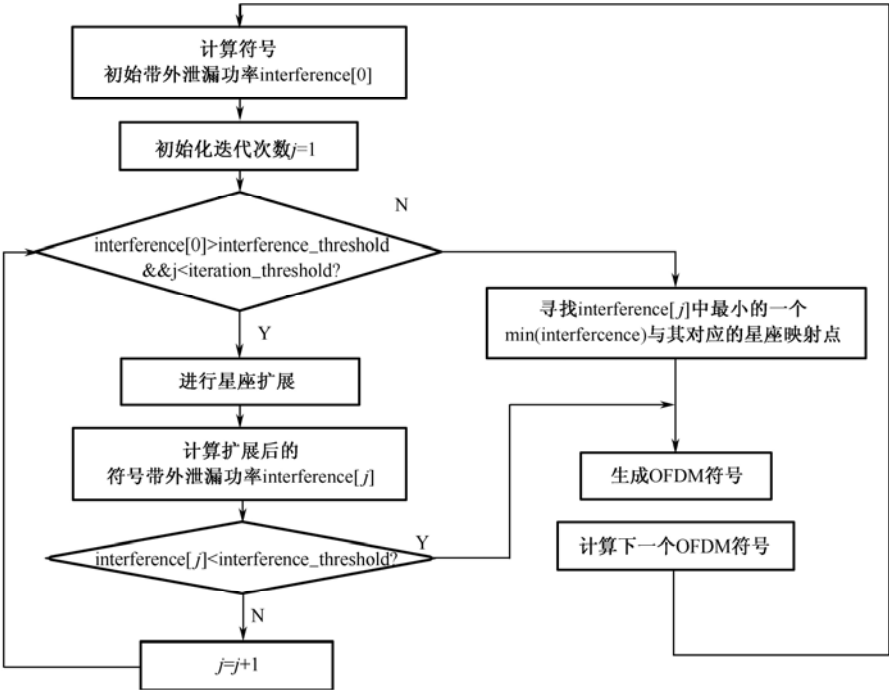


图4-11 星座扩展算法流程

对于认知 OFDM 这类迫切需要解决大量零值处理问题的传输系统来说，寻找高效的 FFT 算法是十分必要的。目前认知 OFDM 中高效的 FFT 算法主要分两类：一类是性能优异的改进 FFT 修剪算法^[16]；另一类是基于变换分解 (Transform Decomposition) 的 FFT 算法^[17]。

(1) 改进的 FFT 修剪算法

本节将用一种改进 FFT 修剪算法^[16]对经典的 Cooley-Tukey 分治算法^[18]进行改进，不需要进行条件描述，可大大提高修剪算法的计算处理速度。一般地， 2^N 点的 FFT 蝶形运算需要经过 N 步 (N 个蝶形结构) 完成。针对这样的蝶形运算结构，首先生成一个 $2^N \times N$ 的矩阵 M ，其中每个元素对应蝶形结构中的每个节点。若某一个节点的乘法运算两个输入值均为 0，则称这个节点被“完全修剪” (Complete Pruning)。在 M 中，完全修剪的节点对应元素为 0，未被完全修剪的节点对应元素为 1。例如，对于图 4-12 对应的蝶形结构，可得到

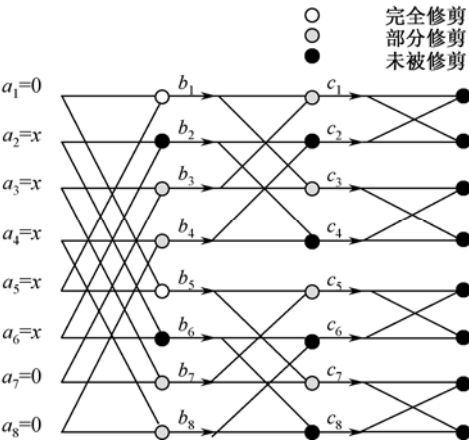


图4-12 一个FFT蝶形运算的例子

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

为了避免进行条件描述，要对矩阵 \mathbf{M} 进行处理：生成一个 $(2^N+1) \times N$ 的矩阵 $\mathbf{M}_{\text{index}}$ ，用来记录矩阵 \mathbf{M} 中非零元素的个数和位置。 $\mathbf{M}_{\text{index}}$ 的第 1 行记录 \mathbf{M} 的每一列中非零元素的个数；第 2~ (2^N+1) 行记录 \mathbf{M} 的每一列中非零元素的行标号。由前文的 \mathbf{M} 矩阵可得到

$$\mathbf{M}_{\text{index}} = \begin{bmatrix} 6 & 8 & 8 \\ 2 & 1 & 1 \\ 3 & 2 & 2 \\ 4 & 3 & 3 \\ 6 & 4 & 4 \\ 7 & 5 & 5 \\ 8 & 6 & 6 \\ 0 & 7 & 7 \\ 0 & 8 & 8 \end{bmatrix}$$

最后通过对 Cooley-Tukey 分治算法进行改进，利用 $\mathbf{M}_{\text{index}}$ 避免使用条件描述。具体算法如下：

```

1:  $m=10$ 
2:  $n=2^m$ 
3:  $i=\sqrt{-1}$ 
4: for  $k=1$  to  $m$  do
5:    $le=2^{(m+1-k)}$ 
6:    $le_2=le/2$ 
7:    $u=1$ 
8:    $w=\cos(\pi/le_2)-\sin(\pi/le_2) \times i$ 
9:   for  $j=1$  to  $le_2-1$  do
10:    for  $ii=1$  to  $M_{\text{index}}(j+2, k)-M_{\text{index}}(j+1, k)-1$  do
11:       $u=u \times w$ 
12:    end for
13:    for  $k=M_{\text{index}}(j+2, k)$  to  $n$  do
14:       $ip=k+le_2$ 
15:       $t=x(k)+x(ip)$ 
16:       $x(ip)=(x(k)-x(ip)) \times u$ 
17:       $x(k)=t$ 

```

```

18:      k=k+le
19:      end for
20:      u=u×w
21:      end for
22: end for

```

文献[16]分析了这种改进的 FFT 修剪算法的计算性能。当 60% 以上的子载波为零值子载波时，改进的 FFT 修剪算法能够大幅度提升计算性能，压缩运算时间。因此这种改进的 FFT 修剪算法适用于关闭子载波数量很大的认知 OFDM 传输系统。

(2) 基于变换分解的 FFT 算法

基于变换分解的 FFT 算法于 1988 年提出^[19]，由文献[17]引入认知 OFDM 传输技术中。这种算法的优势在于不需要条件描述，并且计算复杂度较低。考虑一个有 L 个非零值输出的 N 点 FFT 算法

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-14)$$

式中， $W_N^{nk} = e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}$ 。将 N 分解为两个整数的乘积

$$N = N_1 N_2 \quad (4-15)$$

那么标号 n 表示为

$$n = N_2 n_1 + n_2 \quad (4-16)$$

式中， $n_1=0, 1, \dots, N_1-1$ ； $n_2=0, 1, \dots, N_2-1$ 。用式 (4-16) 改写式 (4-14)，可得

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(N_2 n_1 + n_2) W_N^{(N_2 n_1 + n_2)k} \\ &= \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \left[\sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(N_2 n_1 + n_2) W_N^{N_2 n_1 k} \right] W_N^{n_2 k} \end{aligned} \quad (4-17)$$

定义 $X_{n_2}(\langle k \rangle_{N_1})$ 为

$$\begin{aligned} X_{n_2}(\langle k \rangle_{N_1}) &= \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(N_2 n_1 + n_2) W_{N_1}^{n_1 k} \\ &= \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x_{n_2}(n_1) W_{N_1}^{n_1 k} \end{aligned} \quad (4-18)$$

式中， $\langle \rangle_{N_1}$ 表示模 N_1 求余，则式 (4-17) 可改写为

$$X(k) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} X_{n_2}(\langle k \rangle_{N_1}) W_N^{n_2 k} \quad (4-19)$$

通过以上过程，可将一个 N 点 FFT 分解为两部分：一部分是 N_1 点 FFT，另一部分是这个 FFT 的输出值 $X_{n_2}(\langle k \rangle_{N_1})$ 与旋转因子 $W_N^{n_2 k}$ 的简单乘法和加法。由于 $X(k)$ 只有 L 个非零值，所以只需要计算 L 次 N_1 点 FFT 与旋转因子的乘法，从而大大简化计算。变换分解的另一个优势在于不需要进行条件描述。以上分析的是 L 个非零值输出的 FFT 算法，有关 L 个非零值输入的 FFT 算法，请参阅文献[20]。

变换分解的计算复杂度近似为 $4M\log_2 N_1$ ，选择适当的 N_1 值的变换分解的计算性能，同复杂度为 $5M\log_2 L$ 的 FFT 修剪算法相比具有一定的优势。

3. 导频图样设计

信道估计是影响 OFDM 接收机性能的重要因素。OFDM 的相干检测要求接收机必须实时估计信道的传输函数以获得较高的接收性能。传统 OFDM 一般采用基于导频的方式进行信道估计^[2]。导频可以在频域和时域上插入，由此引出不同的导频图样。其中普遍采用的是矩形导频图样，即导频并行排列于各时频二维矩形的顶点上，如图 4-13 所示。

认知 OFDM 的导频子载波图样设计需要考虑授权信号干扰的影响。当认知 OFDM 系统检测到某个或某些子载波频率上出现授权信号时，这些子载波将被关闭。如果关闭子载波上设置了导频，那么这些导频的信道估计也将失效。如何设计灵活的导频子载波图样，提高认知 OFDM 的信道估计性能，是本节将要讨论的问题。

(1) 改进矩形导频图样设置方案

首先针对经典的矩形导频图样讨论认知 OFDM 中的改进方案^[21]。假设只存在一个授权信号，将授权信号对认知 OFDM 的干扰分为两类情况：一类是授权信号只对认知 OFDM 的单个子载波造成干扰的情况；另一类是授权信号对认知 OFDM 的一段连续子载波造成干扰的情况。如图 4-14 所示，对于单子载波干扰的情况，当导频位于的子载波受到授权信号的干扰时，可以将导频移至该子载波的上一个或者下一个子载波；对于多子载波干扰的情况，有一段连续子载波受到授权信号的干扰，而这段子载波中包含导频符号，可以将导频符号移至与关闭子载波段相邻的两个子载波上。

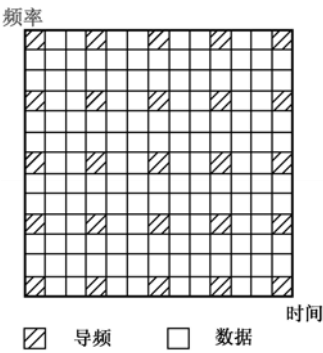
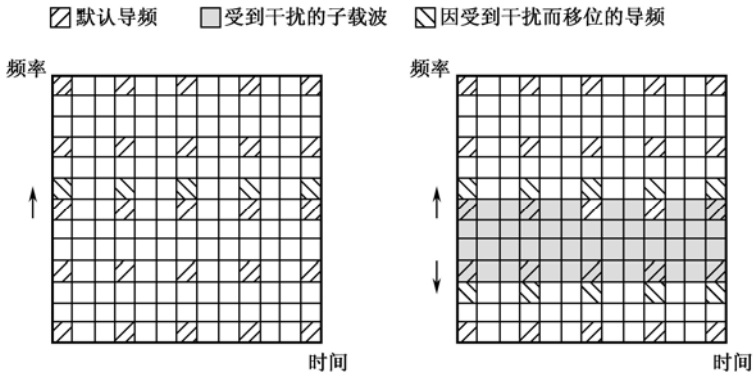


图4-13 矩形导频图样



(a) 单子载波干扰情况下的改进矩形导频图样 (b) 单子载波干扰情况下的改进矩形导频图样

图4-14 改进矩形导频图样

不难看出，这种导频图样设置方法的思路很简单：通过将原本用于数据传输的子载波作为导频子载波，以牺牲数据传输换取信道估计的性能。仿真性能分析表明，这种导频设置方法的系统性能十分接近无授权信号干扰情况下的系统性能，与因授权信号干扰导致导频失效的情况相比，性能有较大提升。在信噪比为 30 dB 时，误包率性能提升大约 5 dB。

(2) 采用虚导频的改进对角导频图样设置方案

下面讨论另一种导频图样——采用虚导频的改进对角导频图样（DPV）。

对角导频图样被认为是最高效的导频图样方案^[23]，如图 4-15 所示，其导频位于各时频二维矩形的一对对角顶点上。在相同的时频二维 OFDM 符号中，对角导频图样比矩形图样减少

近一半的导频数量，而其信道估计性能反而优于矩形图样。所谓虚导频^[22] (Virtual Pilot)，是指该导频不是直接设置的，而由与其位置接近的导频内插得到。能够采用虚导频的前提是：各导频之间信道状态在时域和频域的波动是缓慢的。也就是说，导频在时域的间隔小于信道的相关带宽，在频域的间隔小于信道的相关时间。虚导频符号通过迭代内插计算得到。迭代算法如下：

for $n' = 1:(p-1)N_f$
for $k' = 1:(q-1)N_t$

$$\hat{H}_{n',k'} = \frac{1}{2}[\hat{H}_{n',k'-1} + \hat{H}_{n',k'+1}]$$
end
end

式 (4-20) 等价于
$$\hat{H}_{n',k'} = \frac{1}{2}[\hat{H}_{n'-1,k'} + \hat{H}_{n'+1,k'}]$$

式中， $\hat{H}_{n',k'-1}$ 和 $\hat{H}_{n',k'+1}$ 表示时间轴上虚导频前后的两个导频做出的信道估计值； $\hat{H}_{n'-1,k'}$ 和 $\hat{H}_{n'+1,k'}$ 表示频率轴上虚导频前后的两个导频符号做出的信道估计值。 N_f 和 N_t 分别是导频符号在频域和时域的间隔。

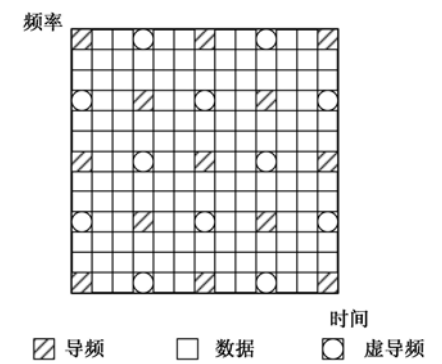


图4-15 采用虚导频的接收端对角导频图样

虚导频类似于接收机对原导频图样进行两次过采样过程^[22]。图 4-15 中实心点为虚导频的位置。采用虚导频之后，对角导频图样在实际导频数量被压缩的情况下，在接收端通过内插计算能够实现与矩形导频一致的图样结构。这样做可以简化接收机滤波器系数的配置。图 4-16 为采用虚导频的 OFDM 接收机系统框图。

DPV 是采用虚导频的改进对角导频图样，其在认知 OFDM 系统中的实现同样可分两种情况，分别为对授权信号的干扰为单子载波干扰和多子载波干扰。

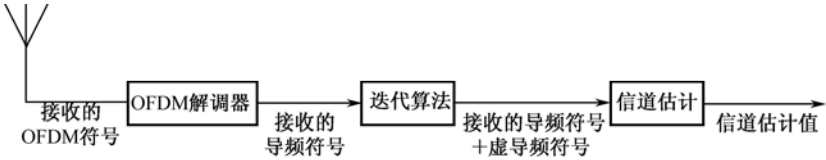


图4-16 采用虚导频的OFDM接收机系统框图

对于单子载波干扰的情况，可以将导频移至该子载波的上一个或者下一个子载波。图 4-17 (a) 为发射端的导频图样格式。在接收端，对位于干扰子载波上的导频采用内插或者外插的方法恢复^[22]。内插是对移位导频和前一个子载波上的导频的信道估计值求平均；外插是对移位导频和后一个子载波上的导频的信道估计值求平均。图 4-17 (b) 为接收端计算虚导频之后的导频图样格式。

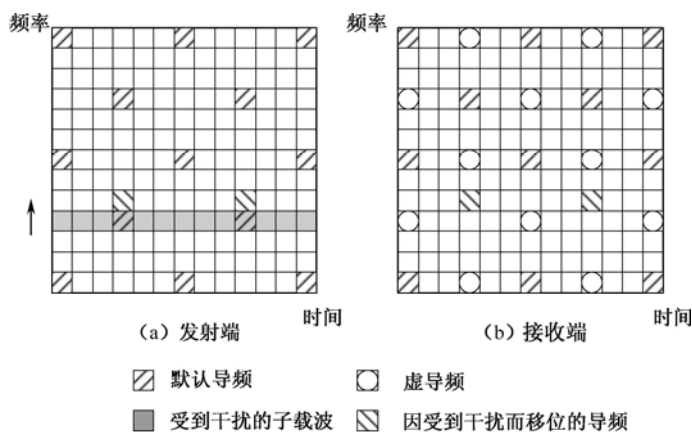


图4-17 单子载波干扰情况下的DPV导频图样

对于多子载波干扰的情况，可以将导频移至与关闭子载波段相邻的两个子载波上。图 4-18 (a) 为发射端的导频图样格式。在接收端同样可以采用内插或者外插的方法进行虚导频计算。图 4-18 (b) 为接收端计算虚导频之后的导频图样格式。

文献[22]对 DPV 方案的系统性能进行了分析。信噪比为 30 dB 时，与改进的矩形导频图样相比，采用 DPV 的系统误包率性能大约提升 5 dB。文献[22]还指出，出现多个授权信号时，授权信号的个数并不会对采用 DPV 方案的认知 OFDM 系统性能造成太大影响。

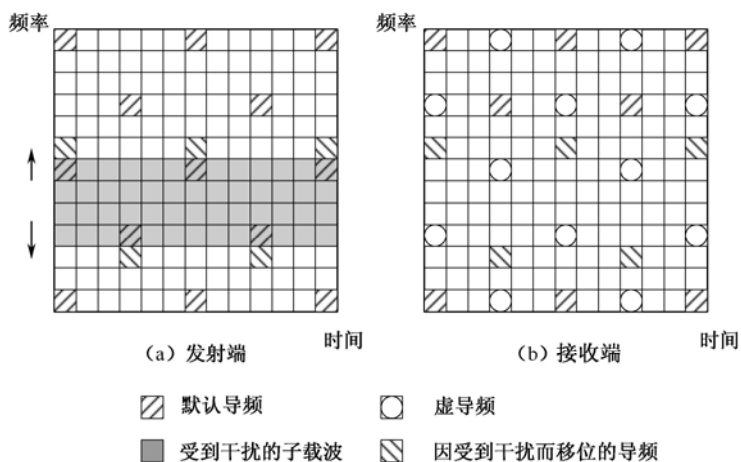


图4-18 多子载波干扰情况下的DPV导频图样

文献[24]在上文提出的导频图样设置方案的基础上，将判决指导（Decision Directed）方法引入信道估计算法中，获得了更优良的性能。考虑到判决指导并不属于导频子载波设置方面的问题，本节不做讨论，感兴趣的读者请参阅文献[24]。

4. 功率峰均比降低技术

OFDM 符号普遍存在功率峰均比（Peak-to-Average Power Ratio, PAPR）过高的问题。OFDM 符号 $s(t)$ 的 PAPR 定义为信号功率的峰值与平均值之比

$$\text{PAPR}(s(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (4-22)$$

过高的 PAPR 会造成两方面的影响^[1]：一是 A/D、D/A 转换器的复杂度上升；二是射频端功率放大器的效率下降。目前 PAPR 降低技术主要分为两类^[25]：一类是时域信号处理技术，其中最主流的是限幅技术（Clipping），此外还有峰值加窗（Peak Windowing）、峰值消除（Peak Cancellation）等技术。时域处理技术的优点是处理算法简单易行，但是大部分时域处理技术都会造成信号畸变；另一类是频域信号处理技术，包括各类编码技术，选择性映射（Selective Mapping）、部分传输序列（Partial Transmit Sequences）、随机相位更新（Random Phase Updating）算法等。这类技术不会造成信号畸变，但是计算复杂度过高。

在认知 OFDM 中，NC-OFDM 要求部分子载波关闭，时域处理技术导致的信号畸变可能对授权系统造成干扰，因此频域信号处理技术更适于作为认知 OFDM 中 PAPR 降低问题的解决方案^[25]。本节选择介绍几种 OFDM 中典型的频域信号处理技术，包括选择性映射、相位更新和交织技术。最后介绍文献[26]在认知 OFDM 领域对 PAPR 降低技术的研究成果。

（1）选择性映射

设 OFDM 子载波数目为 N ，输入 IFFT 模块的数据序列 $\mathbf{d}=[d_0, d_1, \dots, d_{N-1}]$ 。选择性映射技术的关键在于，用 U 个相位序列 $\mathbf{P}^u=[P_0^u, P_1^u, \dots, P_{N-1}^u]$ 与序列 \mathbf{d} 相乘，从而生成 U 个新数据序列 $\mathbf{d}^u=[d_0^u, d_1^u, \dots, d_{N-1}^u]$

$$\mathbf{d}^u = \mathbf{d} \otimes \mathbf{P}^u, \quad 1 \leq u \leq U \quad (4-23)$$

式中， \otimes 表示对应元素相乘。为了应用方便， P_n^u 一般取 +1 或 -1。生成 U 个新数据序列 \mathbf{d}^u 之后，这 U 个序列都要进行 IFFT 处理。在处理后生成的 OFDM 符号序列 \mathbf{s}^u 中，选择具有最低 PAPR 的一个作为传输的符号 $s(t)$

$$s(t) = \arg \min_{1 \leq u \leq U} (\text{PAPR}(\mathbf{s}^u)) \quad (4-24)$$

由于传统选择性映射技术需要进行大量的 FFT 运算，当子载波数目 N 很大时，选择性映射难以实现。文献[27]在降低选择性映射的计算复杂度方面进行了尝试。这种改进算法与传统选择性映射的区别在于，不是在相位序列与原数据序列相乘结束之后进行数据序列的 IFFT 运算，而是在 IFFT 运算中完成相位序列与数据序列的对应元素相乘运算，从而大大降低了算法的计算复杂度。

（2）相位更新算法

相位更新算法通过改变 OFDM 符号的相位偏移来改变 PAPR^[28]。首先给出带相位偏移的 OFDM 符号表达式：

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i e^{j2\pi \left(\frac{i}{T} t + \phi_i \right)} \quad (4-25)$$

相位更新算法采用迭代算法，每步迭代向原相位上叠加一个随机相位，不断更新符号的相位偏移

$$(\phi_i)_k = (\phi_i)_{k-1} + (\Delta \phi_i)_k, \quad i=0, 1, \dots, N-1 \quad (4-26)$$

图 4-19 给出两种不同的相位更新迭代算法的流程图。其中图 4-19 (a) 设定了一个 PAPR 门限值，当迭代算法得到的 OFDM 符号 PAPR 低于这个门限时，迭代停止；图 4-19 (b) 设定了一个最大迭代次数，目的是为了限制迭代复杂度，同时得到一个 PAPR 尽可能低的 OFDM 符号。

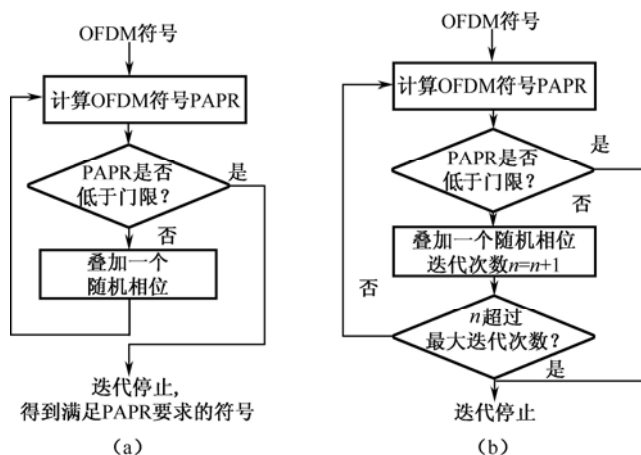


图4-19 相位更新算法流程

(3) 交织技术

以上介绍的选择性映射技术和相位更新算法都是对信号相位的处理技术。还有一部分频域信号处理技术是从对数据比特或者数据帧的处理角度考虑的，交织就是其中之一。由于具有高度相关性的数据比特往往具有较高的 PAPR，所以通过降低数据之间的相关性就可以达到降低 PAPR 的效果^[29]。

交织的实质是对每个数据帧内的数据进行随机化：采用 $K-1$ 个交织器，每个交织器对 N 个数据符号进行交织处理，从而得到 K 组数据符号（包括未经交织的原符号），选择具有最低 PAPR 的一组数据符号进行传输。这里介绍两种交织算法：周期交织和随机交织。

周期交织的优点是实现简单。利用一个矩阵，将输入序列按列写入，将输出序列按行读出，就可实现交织过程映射。在接收端，将输入序列按行写入，将输出序列按列读出，就完成序列的恢复过程。

随机交织在输入序列和输出序列之间建立一一映射，以完成交织过程。在接收端，采用相同的映射表进行反向映射以恢复输入序列。随机交织的关键在于伪随机映射码的选择。伪随机映射码可以通过线性同余序列（Linear Congruential Sequence）得到^[29]。

(4) 认知 OFDM 中的自适应 PAPR 降低算法

以上介绍的几种降低 PAPR 的频域处理技术各有优劣。下面将介绍一种降低 PAPR 的自适应算法^[30]，这种算法将交织和相位更新相结合，根据不同的传输环境和当前 PAPR 水平自适应地选择采用交织或者相位更新算法降低 PAPR。算法流程如图 4-20 所示。算法设置了两个 PAPR 门限值 $PAPR_{th1}$ 和 $PAPR_{th2}$ 。若当前的 PAPR 低于 $PAPR_{th1}$ ，则不需要进行 PAPR 降低处理；若 PAPR 高于 $PAPR_{th1}$ 但低于 $PAPR_{th2}$ ，则进行交织处理；若 PAPR 高于 $PAPR_{th2}$ ，则需要首先进行相位更新，再进行交织处理。

这种自适应算法充分利用交织和相位更新不同的优势^[30]：交织将数据序列伪随机化，破坏序列的长相关性，更适合作为 PAPR 水平适中情况下的 PAPR 降低技术^[31]；相位更新属于迭代算法，使用不同的随机相位不断改变信号的 PAPR 水

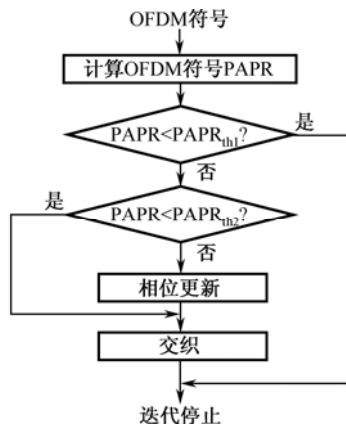


图4-20 自适应PAPR降低算法流程

平直至其满足预设门限，因此相位更新更适合 PAPR 很高的情况。而从算法复杂度方面看，交织具有相位更新无法匹敌的低计算复杂度。所以，根据不同的传输场景和 PAPR 水平，自适应选择降低 PAPR 的技术，可以在保证 PAPR 降低效果的同时有效降低计算复杂度。

5. 同步算法

传统 OFDM 传输系统中需要解决两方面的同步问题^[2]：一是时域同步，目的是确定符号边界，提取最佳的采样时钟；二是频域同步，目的是估计信号的频率偏移。认知 OFDM 要面临的新的挑战在于，如何在 NC-OFDM 中设计适当的前导码和同步算法，以及如何解决 NBI 对同步造成的影响。按照参与时域同步计算的前导码的不同，可以将认知 OFDM 同步算法分为自相关同步和互相关同步算法。

首先介绍自相关同步，这里以应用于 IEEE 802.22 系统中的认知 OFDM 前导码设计方案和同步算法为例^[32]。定义一种 NC-OFDM 传输模式，称为分数带宽（Fractional Bandwidth, FBW）模式，如图 4-21 所示。FBW 模式将所有子载波平均分配为 B 个子带，每个子带的带宽大于授权信号带宽。当某个子带上检测到授权信号时，就将这个子带关闭。可以证明^[33]，FBW 模式能够有效避免 NBI 造成的影响。在后文的同步算法中，假设每个 CR 用户分配到的子带都是连续的，那么共有 $B(B+1)/2$ 种 FBW 模式。

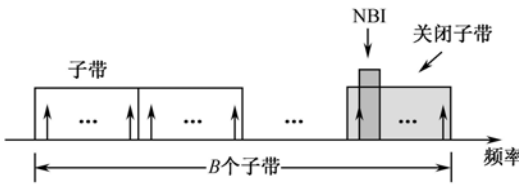


图4-21 分数带宽模式的NC-OFDM

首先给出带有频率偏移 f_0 的 OFDM 接收信号时域表达式：

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l(t)s(t-\tau_l)e^{j2\pi f_0 t} + \omega(t) \quad (4-27)$$

式中， $s(t)$ 是 OFDM 发射信号， $h_l(t)$ 和 τ_l 分别代表多径效应中第 l 条径造成的衰落幅度和时延； $\omega(t)$ 是加性高斯白噪声。将 $r(t)$ 时域离散化，得到

$$r_n = \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l s_{n-\tau_l} e^{\frac{j2\pi \varepsilon n}{N}} + \omega_n \quad (4-28)$$

式中， $\varepsilon = f_0 NT_s$ 是离散归一化频率偏移。将 ε 表示为两部分之和

$$\varepsilon = 2\varepsilon_I + \varepsilon_F \quad (4-29)$$

式中， ε_I ($=0, \pm 1, \dots$) 是频率偏移的整数部分（Integral part of the normalized carrier Frequency Offset, IFO）， ε_F ($|\varepsilon_F| < 1$) 是频率偏移的分数部分（Fractional part of the normalized carrier Frequency Offset, FFO）。在后文的同步算法中，IFO 和 FFO 估计是分开进行的。

为了在同步的同时确定 FBW 模式，引入一种前导码设计方案^[32]：在频域采用不同的 PN 码对应不同的 FBW 模式；在时域，前导码由两部分幅度相同，极性相反的信号组成

$$s_n = -s_{n+N/2}, \quad n=0, 1, \dots, N/2-1 \quad (4-30)$$

为了生成这样的时域信号，频域上在可用子带的奇数子载波上传输代表当前 FBW 模式的 PN 码

$$P_{i,k} = \begin{cases} \sqrt{2G_i}(1-2D_{i,o(k)}), & k \in S_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4-31)$$

式中， $D_{i,l}$ 代表第 i 种 FBW 模式的 PN 码，集合 S_i 为可用子带的奇数子载波， $o(k)$ 表示 k 的升序排序， G_i 为功率归一化因子。

以下介绍基于 FBW 模式的认知 OFDM 同步算法。该算法分为三个步骤：时间与 FFO 粗估计、FBW 模式与 IFO 联合估计，以及时间精估计。

(1) 时间和 FFO 粗估计

由于设计的前导码由两部分幅度相同的序列组成，所以时间和 FFO 粗估计可以使用自相关方法^[34]进行。时域符号边界的粗估计由下式完成

$$n_c = \arg \max_d \sum_{w=-W/2}^{W/2} \text{TM}(d+w) \quad (4-32)$$

TM(d)是时域度量标准^[34]

$$\text{TM}(d) = \frac{|P(d)|^2}{R(d)^2} \quad (4-33)$$

$$\text{式中, } P(d) = -\sum_{n=d}^{d+\frac{N}{2}-1} r_n^* r_{n+\frac{N}{2}}, \quad R(d) = \sum_{n=d}^{d+\frac{N}{2}-1} |r_n|^2。$$

在时间粗估计的同时对 FFO 进行估计。归一化频率偏移为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \angle -P(n_c) \quad (4-34)$$

式中

$$P(n_c) \approx -\sum_{n=n_c}^{n_c+\frac{N}{2}-1} |r_n|^2 e^{j\pi\varepsilon} \quad (4-35)$$

式 (4-34) 的相位估计范围只在 $(-\pi, \pi]$ ，故只能估计 FFO。对于非零的 IFO，需要在下一步进行估计。

(2) FBW 模式与 IFO 联合估计

FFO 估计完成之后，首先补偿 FFO，然后估计 IFO。IFO 估计利用频域 PN 码完成，因此 IFO 估计的同时也确定了 FBW 模式。经过 FFO 补偿之后的 FFT 输出信号表示为

$$Y_k = \sqrt{2G_i E_s} H_{k+2\varepsilon_1} P_{i,k+2\varepsilon_1} I_{i,k+2\varepsilon_1} e^{\frac{j2\pi\delta_t k}{N}} + W_k \quad (4-36)$$

式中， E_s 是接收信号功率， $\delta_t = n_c - n_0$ 是时间残差（Residual Timing Error）， $H_k = \sum_{l=0} h_l e^{-j2\pi n l k / T}$ ；

$$\text{标号 } I_{i,k} = \begin{cases} 1, & k \in S_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

由于 $Y_k Y_{k+2}^*$ 与 $P_{i,k+2\varepsilon_1} P_{i,k+2+2\varepsilon_1}^*$ 存在 $4\pi\delta_t/N$ 的相位偏移，故可通过差分相关进行 FBW 模式和 IFO 的联合估计：

$$F_j(g) = \sum_{k \in S_j} Y_{k+2g} Y_{k+2g+2}^* P_{j,k} P_{j,k+2}^* \quad (4-37)$$

当 FBW 模式和 IFO 同 PN 码序列和相位偏移量匹配时， $F_j(g)$ 得到强相关峰值，从而确定 FBW 模式和 IFO。

(3) 时间精估计

最后还有时间残差 δ_t 需要补偿。 δ_t 通过计算式 (4-38) 的相位进行估计：

$$\hat{\delta}_t = \frac{N}{4\pi} \angle F_i(\hat{\varepsilon}_t) \quad (4-38)$$

以上介绍的是基于 FBW 模式的认知 OFDM 同步算法。文献[32]的仿真性能分析表明，

关闭子带和关闭子载波的变化不会对同步性能造成严重影响。

前文介绍的同步算法在时域同步上属于自相关同步算法，只考虑认知 OFDM 中子载波可用情况的变化对同步的影响。事实上，在授权信号功率很高或者 CRN 可用频谱较少的情况下，基于自相关的同步算法会造成时域和频域估计性能的严重恶化。针对这个问题，文献[35]研究分析了进行时域同步估计的互相关方法。所谓互相关方法，是指接收机将前导码序列作为已知先验信息，对于接收到的前导码，并不是将其时延后计算自相关，而是与接收机中的前导码先验信息进行互相关计算。仿真表明，互相关时域同步方法比自相关方法的灵敏度更高，可靠性也更高。

互相关算法也存在问题：在前导码设计方面，考虑到被授权信号干扰的子载波数目应尽可能少，认知 OFDM 需要设计比传统 OFDM 前导码持续时长更长的前导码^[35]。在收发机开机后的初始化同步中，接收信号与接收机先验信息之间时延过大，会导致互相关同步算法的运算量过大。因此可以将同步分为两个阶段：捕获期（Acquisition Phase）和跟踪期（Tracking Phase）。在捕获期采用长相关时间的自相关方法以获得较快的处理速度，在跟踪期采用互相关方法进行同步以确保同步精度。

除了 4.1 节介绍的认知 OFDM 中的各类关键问题之外，还有一些领域值得研究。文献[36]提出了一种认知 OFDM 中的链路维持协议，这个协议确保认知 OFDM 通信链路在变化的频谱环境中得以维持；文献[37]针对认知 OFDM 传输参数的变化，提出了一种接收机盲估计方法，这种方法不需要控制信道传送 OFDM 参数。目前对认知 OFDM 的研究正在逐步深入，相信取得的成果也将更加丰硕。

4.2 认知UWB（Cognitive UWB）传输技术

早在认知无线电的概念提出伊始，人们就意识到，相对成熟的超宽带（Ultra Wideband, UWB）无线电技术可以成为认知无线电的一种实现方式。但是通过何种途径实现，仍然存在一些疑问，也是目前研究较为关注的领域。

Arslan 等人认为^[3]，不能说 UWB 能够满足认知无线电的各种要求；相反，应该寻找 UWB 的优势在 CRN 中的应用空间，将其作为认知无线电传输技术的一种实现方式。这也正是本节讲述的出发点。本节主要讨论 UWB 中的超宽带冲激无线电（Impulse Radio based UWB, IR-UWB）在 CRN 中的应用。4.2.2 节考虑将 UWB 作为认知无线电的传输技术，分析能够满足频谱空穴要求的 UWB 适配波形的设计算法；4.2.3 节则寻求 UWB 在 CRN 中应用的另一种思路，将其作为 CRN 架构中的一种补充，充分发挥 UWB 自身的优势，应用于网络的节点定位、检测信息交互、用户鉴权等方面。

4.2.1 认知UWB概述

本节首先介绍传统 UWB 的原理，分析 UWB 的众多技术优势；而后讨论 UWB 传输技术在认知无线电中的适用性，引入认知 UWB 的概念。

1. 传统UWB原理

UWB 的优秀特性包括传输速率高、抗多径衰落能力强、抗干扰能力强、测距和定位精

确等^[38]，被公认为能够实现下一代宽带无线移动通信的极具竞争力的技术。按照 FCC 对“超宽带”的定义，相对带宽大于等于 20%，或者绝对带宽大于等于 500 MHz 的信号都被称为超宽带信号，对信号的波形并没有明确定义。目前主流的 UWB 传输技术按照波形分为两类：一类称为超宽带冲激无线电（Impulse Radio based UWB，IR-UWB），这一类 UWB 利用纳秒级的窄脉冲的宽频谱特性，直接发射经过调制的窄脉冲，无需正弦载波；另一类称为超宽带正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing based UWB，UWB-OFDM），这类 UWB 将一个宽频带划分为若干子带，在每个子带上采用 OFDM 技术。本节主要讨论 IR-UWB，下文中提到的 UWB 均指 IR-UWB。

UWB 可以分为 overlay 和 underlay 两种传输模式^[3]。两者的主要区别在于发射功率水平的不同。由于 UWB 传输信号的带宽很大，若不对其发射功率限制，可能对其他通信系统造成干扰。频谱政策部门（如 FCC）规定 UWB 的发射功率必须符合频率掩蔽模板（Spectral Mask），图 4-22（a）表示室内环境，图 4-22（b）表示室外环境。在 3.1~10.6 GHz 的频率范围内，UWB 发射功率应保证低于-41.3 dBm/MHz。这种以接近噪声的功率发射信号的传输模式称为 underlay 模式。普遍认为，在目前的频谱政策限制下，UWB 的 overlay 传输模式难以实现，大部分研究和应用开发工作都是针对 underlay 传输模式展开的。

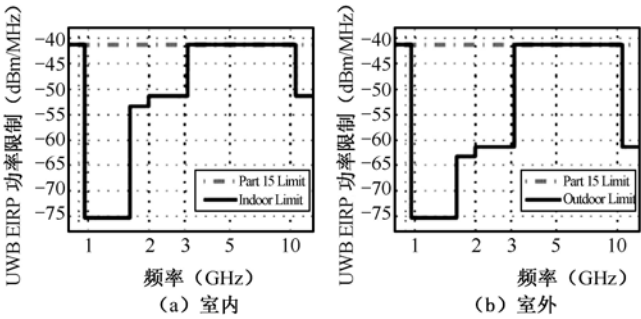


图4-22 FCC的UWB频率掩蔽模板

UWB 在调制方式、功率调整和多址接入等方面的灵活性使其能够适应动态变化的无线环境。UWB 使用的调制方式包括开关键控（OOK）、脉冲幅度调制（PAM）、脉冲波形调制（PSM）、脉冲间隔调制（PIM）、脉冲移位键控（PSK）等。此外，由于 UWB 信号由不连续的窄脉冲组成，通过改变脉冲幅度，或者改变对基本脉冲波形求导的阶数，都可以实现对 UWB 信号灵活的功率调整。在多址接入方面，UWB 采用跳时（Time Hopping，TH）码区分不同的用户，每个用户占用的时隙由分配给该用户的伪随机码确定。当接入用户数变化时，UWB 系统通过改变每帧内的码片数目和跳时码的长度灵活地调整多址接入策略。

UWB 接收机的设计也很灵活，既可以采用相干接收机（如 Rake 接收机和相关接收机），也可以采用非相干接收机，例如能量检测接收机或 TR（Transmitted Reference）接收机^[25]。相干接收机能够有效对抗多径衰落，但是需要得到信道状态的先验信息，还要求高采样率和精确同步，实现复杂度较高；非相干接收机在实现上比相干接收机容易，且不需要对信道状态进行预估计，但是其接收性能不及相干接收机。

UWB 在测距和精确定位方面也具有很大优势^[39]。这是由于 UWB 的超宽带信号能够有效抵抗多径衰落。在雷达系统中选择 UWB 传输方式，可以通过计算窄脉冲反射后的信号参数确定反射物距雷达收发机的距离，进而在一个地理区域内部署大量 UWB 雷达，能够实现精确定位。

2. UWB用于认知无线电的优势

以上介绍了 UWB 的基本原理。本节首先将认知无线电的要求与传统 UWB 的优点逐一对比阐述,以体现 UWB 传输技术在 CRN 中的适用性,然后引出认知 UWB 的概念。

(1) 对授权网络无干扰

受到频率掩蔽模板限制的 UWB 信号在设计之初就考虑到了对其他系统的无干扰要求,除了超宽带 **underlay** 的传输模式,还包括脉冲成形、跳时码设计、天线设计等避免窄带干扰的技术^[40]。UWB 对其他系统的无干扰特性使其非常适合作为认知无线电的传输技术。

(2) 传输波形和工作频率的灵活性

CR 要求发射信号动态调整传输波形和工作频率,以自适应地使用不断变化的频谱资源。对于 UWB 来说,灵活的传输波形设计技术是其技术优势之一,针对 UWB 的频谱适配波形设计方案也是目前研究的热点。有关这部分内容将在 4.2.2 节中详细介绍。

(3) 数据速率、发射功率的自适应性

CRN 必须具有对无线环境的自适应能力。当通信链路质量恶化时,UWB 可以通过降低数据速率,调整发射功率,提高处理增益来维持 QoS。需要注意的是,在 UWB 中,功率调整既要考虑通信链路质量的变化,同时必须考虑频率掩蔽模板的规定限制。

(4) 多址接入方案的灵活性

多址接入在 CRN 中变得更加复杂。UWB 可以通过改变帧内的码片个数来改变接入的用户个数,也可以根据频谱占用情况动态调整占空比。UWB 可以采用 TH-CDMA、DS-CDMA、CSMA 等多址接入方式,满足认知无线电多址接入方案灵活性的要求。

(5) 安全性

CRN 具有特殊的安全性问题(参见第 8 章)。UWB 的 **underlay** 传输模式使其发射功率水平接近噪声,有效防止窃听等安全攻击。此外,多址接入的跳时技术确保每一条通信链路上的信息无法其他用户接收。UWB 与生俱来的安全性也是其适用于 CRN 的重要砝码之一。

(6) 网络成本的可控性

任何一项通信技术要想获得成功,都必须考虑网络成本。网络的成本主要包括基础设施建设、网络设备成本、运营费用等诸多方面。CRN 无需购买频率资源,所以降低设备成本成为压缩网络成本的关键环节。从工程角度看,UWB 的信号处理集成在一块芯片中,无需本振、功放、锁相环、混频器等环节,因此收发机设备成本相对低廉。使用 UWB 传输设备的 CRN 将具有很强的市场竞争力。

综上所述,UWB 的各种技术优势使其成为认知无线电研究者关注的重点技术。我们将 UWB 与认知无线电相结合产生的各类技术统称为“认知 UWB (Cognitive UWB)”。以下两节将主要介绍目前主流的两类认知 UWB 解决思路:一类是将 UWB 作为认知无线电的传输技术,主要分析能够满足频谱空穴要求的 UWB 适配波形的生成技术;另一类是寻求 UWB 传输技术在 CRN 中的可能应用。

需要指出的是,在 UWB 和认知无线电之间的关系上,本节与第 1 章中的观点并不矛盾:无论 UWB 工作在 **overlay** 模式还是 **underlay** 模式,都存在对其他窄带系统的干扰问题。为了使 UWB 传输技术应用于 CRN,不仅要关注政策法规对 UWB 信号的限制,更要考虑认知 UWB 传输技术如何满足认知无线电的无干扰要求。

4.2.2 认知UWB传输波形设计

在传统的 UWB 系统中,为了满足频率掩蔽模板的要求,提高频率利用率,对传输波形的设计优化一直是受到重点关注的领域。目前 UWB 脉冲波形设计方法主要集中在两大方面^[41]:一类是基于高斯脉冲及其各阶导函数的优化算法;另一类是其他脉冲设计算法,包括修正 Hermite 多项式算法、回转椭球波函数算法等。对于认知 UWB 传输技术来说,对传输波形的要求不只限于频率掩蔽模板的规定,还包括对授权用户的无干扰要求。认知 UWB 的传输波形应该具备对频谱空穴的适配能力,这对传输波形设计提出了更高的要求。

针对 UWB 系统的共存问题和干扰避免要求,文献[42]提出了软频谱适配 UWB (Soft-Spectrum Adaptation-UWB, SSA-UWB) 的概念。SSA-UWB 具有对干扰环境和共存状况变化的适应能力。可以认为,SSA-UWB 同样适用于认知 UWB 系统,将其作为认知 UWB 的传输技术,能够有效提高系统对频谱空穴的适配能力。

为了实现 SSA-UWB,脉冲波形设计算法应当满足以下要求:

- ① 脉冲的频谱应限制在规定的频率掩蔽模板内,即脉冲必须是频域有限的。
- ② 脉冲应限制在极短的时间内,以保证高速率和低脉冲间干扰(Inter-pulse Interference),即脉冲必须是时域有限的。
- ③ 脉冲序列之间应相互正交,以保证能够使用 M 相脉冲波形调制(M-ary Pulse Shape Modulation, M-PSM)和脉冲波形多址(Pulse Shape Multiple Accessing, PSMA)。

④ 脉冲序列应能够灵活地相互组合,组合而成的波形应能保证对频谱空穴的适配能力。

目前针对传统 UWB 波形设计的各种算法,都有一些应用于认知 UWB 传输的改进算法提出。本节选取三种主流波形设计算法的改进算法逐一进行介绍。

1. 基于高斯偶极子的脉冲波形设计

基于高斯函数的脉冲实际上并不符合 SSA-UWB 的要求。但是考虑高斯类脉冲的改进算法具备对频谱空穴的适配能力,且目前仍有较多研究,本节将介绍一种认知 UWB 中基于高斯偶极子(Gaussian Doublet)的脉冲波形设计方案^[43],希望读者对高斯类脉冲波形设计能够有所了解。

高斯偶极子通过将两个正负对偶的高斯单周期脉冲合成得到。图 4-23 示出了高斯单周期脉冲和高斯偶极子脉冲的时域波形。首先给出高斯单周期脉冲表达式

$$p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t-\mu}{\sigma}\right)^2\right] \quad (4-39)$$

式中, μ 和 σ 分别是 $p(t)$ 函数的期望和方差。由于非限时信号会导致各脉冲之间的交叠并且在实际中难以实现,所以规定脉冲波形的时域长度 T_p , $T_p = 2\pi\sigma$ 。波形在 $[-T_p/2, T_p/2]$ 范围以外的部分幅度为 0。高斯偶极子脉冲由两个在时域上位置不同的高斯单脉冲相减得到

$$p(t) = p_0(t) - p_1(t) = A \left\{ \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t-\mu-T_n}{\sigma}\right)^2\right] \right\} \quad (4-40)$$

式(4-40)可以看做脉冲 $p_0(t)$ 开始于 $t=0$ 时刻,脉冲 $p_1(t)$ 开始于 $t=T_n$ 时刻,其中 A 为能量归一化因子。对式(4-40)进行傅里叶变换,得到脉冲信号频域表达式

$$p(f) = 2A'\sqrt{2\pi\sigma} \sin(\pi f T_n) \exp\left\{-\frac{1}{2}(2\pi\sigma f)^2 - j\left[2\pi f\left(\mu + \frac{1}{2}T_n\right) - \frac{1}{2}\pi\right]\right\} \quad (4-41)$$

高斯偶极子脉冲具备对频谱空穴的适配能力^[43]。通过在时域设定两个高斯单周期脉冲的开始时间和采样点数，可以改变高斯偶极子脉冲功率谱凹槽的位置，从而适应不同频率位置的频谱空穴。图 4-24 中实线和点线分别表示频谱空穴位于 4 GHz 和 5.2 GHz 的场景下，高斯偶极子脉冲的频谱适配情况。两者的开始时间 T 和采样点数 N 设置不同。

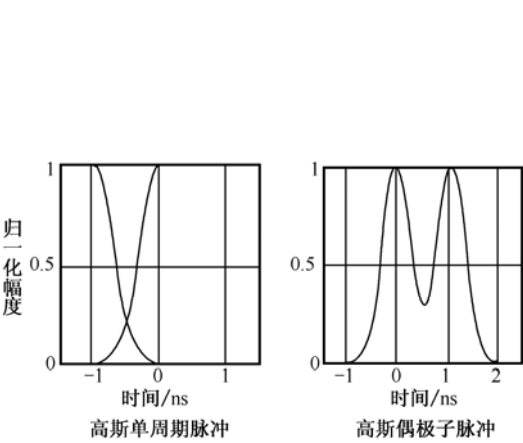


图4-23 高斯单周期脉冲和高斯偶极子脉冲的时域波形 ($T_n=1.1$ ns)

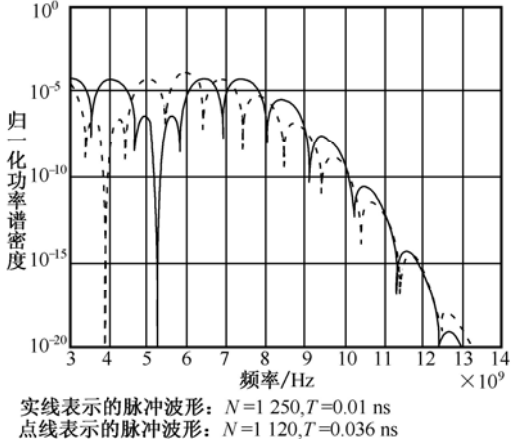


图4-24 两个凹槽位置不同的高斯偶极子脉冲的归一化功率谱密度

基于高斯单周期的脉冲波形设计方案的缺点是显而易见的^[41]，基本的高斯单脉冲不符合 FCC 的频率掩蔽模板，为了使其适合频率掩蔽模板，需要进行很复杂的修正。此外，高斯类脉冲的频率利用率相对较低。由此可见，高斯类脉冲设计算法不符合 SSA-UWB 脉冲设计的要求，需要寻找其他优秀的波形设计算法。

2. 基于回转椭球波函数的脉冲波形设计

基于回转椭球波函数 (Prolate Spheroidal Wave Function, PSWF) 的脉冲波形设计方法^[44]的优势在于信号功率在时域和频域上都能很好的集中，各个信号波形之间具备正交性，且能够适配频谱空穴。首先从 SSA-UWB 的要求出发，寻找一组在时域和频域均受限的脉冲波形。考虑 3.1~10.6 GHz 频率范围内的第 k 个子频带，要设计的脉冲信号设为 $\varphi_k(t)$ ，其时域表示为

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} p_k(t), & |t| < \frac{T_m}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4-42)$$

式中， $p_k(t)$ 为脉冲波形，它符合频率掩蔽模板要求。脉冲 $p_k(t)$ 通过滤波器 $h_k(t)$ 后的输出信号为 $\lambda_k \varphi_k(t)$ (其中 λ_k 为衰减因子)：

$$\lambda_k \varphi_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_k(\tau) h_k(t - \tau) d\tau \quad (4-43)$$

由于 $\varphi_k(t)$ 是时域受限的，所以将式 (4-43) 改写为

$$\lambda_k \varphi_k(t) = \int_{-T_m/2}^{T_m/2} \varphi_k(\tau) h_k(t - \tau) d\tau \quad (4-44)$$

这样得到的脉冲集通过组合而形成适应于多频带系统的复杂波形

$$\varphi_{mul}(t) = \sum_{k=1}^N \varphi_k(t) \quad (4-45)$$

对式 (4-44) 的求解，选择 PSWF。PSWF 是与式 (4-44) 等价的式 (4-46) 的解

$$\lambda_k \varphi_k(t) = \int_{-T_m/2}^{T_m/2} \varphi_k(\tau) h_k(t-\tau) d\tau \quad (4-46)$$

式中, $\varphi_k(t)$ 是 PSWF, λ_k 表示 $\varphi_k(t)$ 在时间 $[-T_m/2, T_m/2]$ 内的能量集中程度, W_k 是第 k 个子频带的带宽。式 (4-46) 存在闭式解, 但很难找到。这里介绍一种离散解法^[45]: 设在 T_m 时间内采样点数为 N , 将式 (4-46) 离散化为

$$\lambda_k \varphi_k[n] = \sum_{m=-N/2}^{N/2} \varphi_k[m] h_k[n-m], \quad n = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2} \quad (4-47)$$

式中, m 和 n 均为整数。将式 (4-47) 表示为矩阵形式, 对其进行特征值分解, 就可得到式 (4-46) 的离散数字解。式 (4-47) 的矩阵形式为

$$\lambda_k \begin{bmatrix} \varphi[-\frac{N}{2}] \\ \varphi[-\frac{N}{2}+1] \\ \vdots \\ \varphi[0] \\ \vdots \\ \varphi[\frac{N}{2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h[0] & h[-1] & \cdots & h[-N] \\ h[1] & h[0] & \cdots & h[-N+1] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h[\frac{N}{2}] & h[\frac{N}{2}-1] & \cdots & h[-\frac{N}{2}] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h[N] & h[N-1] & \cdots & h[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi[-\frac{N}{2}] \\ \varphi[-\frac{N}{2}+1] \\ \vdots \\ \varphi[0] \\ \vdots \\ \varphi[\frac{N}{2}] \end{bmatrix}$$

即 $\lambda \Psi_k = H \Psi_k$, 其中 $\Psi_k = \{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_i\}$ 为矩阵 H 的特征向量, $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i\}$ 为降序排列的特征值 $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_i$ 。由 PSWF 的特性可知, 特征值越大, 功率谱密度就越接近 FCC 的频率掩蔽模板, 因此应选择对应最大特征值的特征向量来设计脉冲。

以上介绍了 PSWF 的生成, 下面讨论将 PSWF 脉冲波形应用于认知 UWB 传输。为了满足对频谱空穴的适配性, 适配波形通过 PSWF 脉冲波形的线性组合得到

$$\varphi_{\text{adap}}(t) = f_{\text{aux}}(t) + \sum_{k=1}^N a_k \varphi_k(t) \quad (4-48)$$

式中, $f_{\text{aux}}(t)$ 是一个适当的辅助函数, a_k 是 $\varphi_k(t)$ 的相关扩展系数。

考虑一个与授权网络共存的认知 UWB 系统, 授权网络的工作频率为 3.5 GHz 和 4.55 GHz。图 4-25 给出认知 UWB 的时域波形和功率谱密度, 可见, 在授权网络的工作频段上, 适配波形的功率谱凹槽深度超过 15 dB, 充分满足对授权网络无干扰的要求。

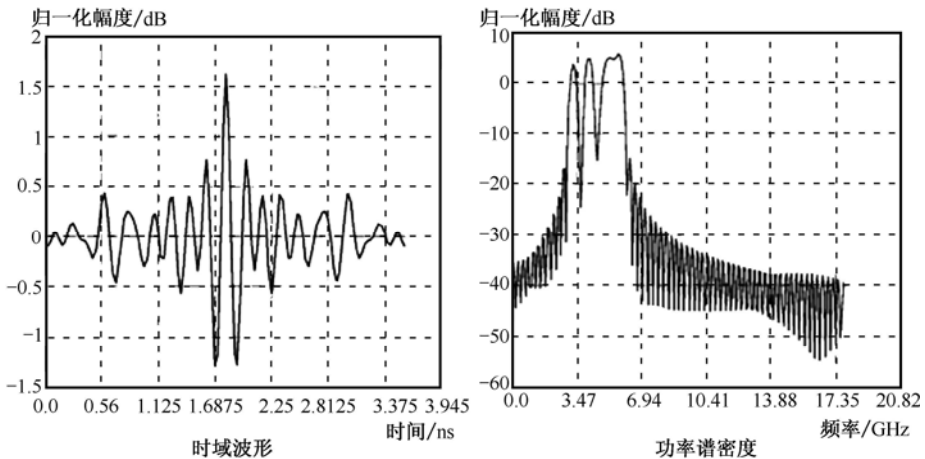


图4-25 UWB适配波形及功率谱密度

在适配波形的实现过程中，数字量化对功率谱凹槽深度和宽度存在影响^[44]：在低采样率下，凹槽的深度会变浅，且带外泄漏明显，需要使用带通滤波器滤除带外泄漏。因此，计算复杂度和实现难度都是 PSWF 算法继续改进的方向^[46]。

3. 基于修正Hermite多项式的脉冲波形设计

本节将介绍认知 UWB 中基于修正 Hermite 多项式的正交脉冲集的适配波形设计算法^[47]。修正 Hermite 多项式算法生成的各阶脉冲波形在精确同步的情况下具有正交性。本节介绍的方法可以根据频谱空穴的位置自适应地生成适配波形。首先给出 Hermite 多项式集

$$h_n(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{2}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-\frac{t^2}{2}}) \tag{4-49}$$

式中， n 是 Hermite 多项式的阶数， $n=0, 1, 2, \dots$ 。这个多项式集里的各个多项式之间并不正交。通过对参数的修正，使各个多项式之间达到正交：

$$h'_n(t) = e^{-\frac{t^2}{4}} h_n(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{4}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-\frac{t^2}{2}}) \tag{4-50}$$

将修正 Hermite 多项式与一个中心频率 f_c 的正弦波相乘，就可生成脉冲波形

$$p_n(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{4}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-\frac{t^2}{2}}) \sin(2\pi f_c t) \tag{4-51}$$

这样生成的脉冲集带宽会随着多项式阶数的增长而扩大。因此，高阶脉冲可能无法满足频率掩蔽模板的要求。为了解决这个问题，再对其进行修正为

$$p_n(t) = N_n (-1)^n e^{\frac{(\frac{t}{t_p})^2}{4}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-\frac{(\frac{t}{t_p})^2}{2}}) \sin(2\pi f_c t) \tag{4-52}$$

式中， N_n 是归一化系数， t_p 是控制脉冲信号宽度的参数。 t_p 增大时信号带宽会减小。文献[48]给出了符合 FCC 频率掩蔽模板要求的各阶修正 Hermite 多项式的 t_p 值。图 4-26 以 $t_p=1.18$ 为例示出了 0~3 阶修正 Hermite 多项式脉冲的功率谱密度。表 4-2 给出 1~4 阶脉冲凹槽的中心频率位置。

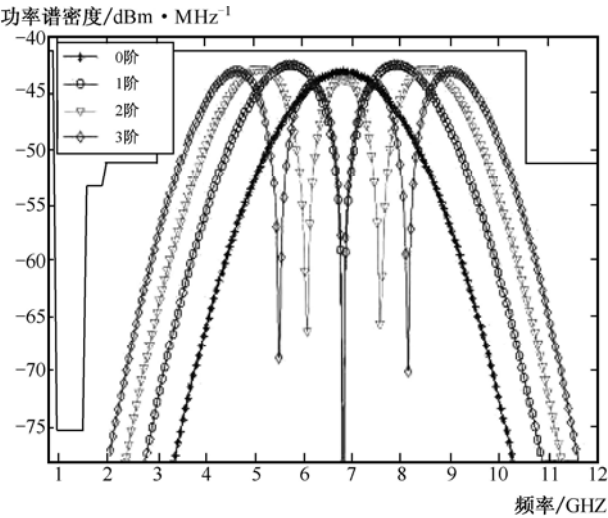


图4-26 0~3阶修正Hermite多项式脉冲的功率谱密度

以上介绍的是基于修正 Hermite 多项式的波形设计算法，下面讨论认知 UWB 中对授权网络无干扰的适配波形生成。这种适配波形是通过对各阶修正 Hermite 多项式脉冲在频域移位生成的^[47]。如图 4-26 所示，由于各阶脉冲在特定频率位置上存在凹槽，所以通过对波形在频域移位，将凹槽移至授权信号出现的频率上，能够达到对授权网络无干扰的要求。表 4-3 给出了 $t_p=1.18$ 时 1~4 阶脉冲生成适配波形的频移幅度（以凹槽中心频率表示）。

表 4-2 1~4 阶修正 Hermite 多项式脉冲的凹槽位置

	脉冲凹槽的频率位置 ($t_p=1.18$)			
1 阶	6.85 GHz			
2 阶	6 GHz		7.7 GHz	
3 阶	5.25 GHz	6.85 GHz		8.5 GHz
4 阶	5 GHz	6.35 GHz	7.35 GHz	8.7 GHz

表 4-3 1~4 阶修正 Hermite 多项式脉冲生成适配波形的频移幅度

	适配波形的频移幅度 ($t_p=1.18$)			
1 阶	6.6~7.1 GHz			
2 阶	5.525~6.175 GHz		7.525~8.2 GHz	
3 阶	5.125~5.525 GHz		8.2~8.6 GHz	
4 阶	4.9~5.125 GHz	6.175~6.6 GHz	7.1~7.525 GHz	8.6~8.9 GHz

下面举例说明适配波形的生成。假设授权信号的工作频率为 5.8 GHz，根据表 4-2，选择 2 阶修正 Hermite 多项式脉冲，其第一个频率凹槽位于 6 GHz 处，中心频率为 6.85 GHz。通过将其中心频率移位至 $6.85-(6-5.8)=6.65$ GHz 处，就将凹槽移位至授权信号的工作频率处，实现对授权网络的无干扰。若存在多个工作于不同频率的授权信号，则可使用多个不同阶数的脉冲波形合成新的脉冲。但是这样生成的脉冲与原有各阶脉冲之间的正交性无法保证。另外，从表 4-3 中看出，4 阶脉冲凹槽位置的范围达到了 4.9~8.9 GHz。对于工作频率超出这一范围的授权信号，可以选择更高阶的修正 Hermite 多项式脉冲来满足无干扰的要求。

修正 Hermite 多项式脉冲也存在明显的缺陷^[41]：高于 1 阶的修正 Hermite 多项式脉冲有多个较大的旁瓣，需要通过带通滤波器滤除；此外，对授权网络的适配波形需要通过频率偏移来实现，这些问题都增加了信号处理的复杂度。

4.2.3 UWB传输技术在认知无线网络中的应用

4.2.2 节重点讨论认知 UWB 适配波形的生成，然而在实际应用中，受到政策法规和硬件处理能力的限制，符合频率掩蔽模板的 UWB 波形设计算法在很多方面距离实际应用还有一些距离。我们不妨转换一下思路，寻找 UWB 技术在 CRN 中的其他应用途径。在 CRN 中，有很多特殊问题非常适合 UWB 技术来解决，例如频谱检测信息的交互、节点定位、用户鉴权、利用冲激雷达（Impulse Radar）感知物理环境等^[3,25]。

1. 频谱检测信息的交互

节点的频谱检测信息需要进行交互。在认知 Ad Hoc 网络中，各个节点之间需要互相通知检测结果；在拥有信息融合中心的 CRN 中，检测节点需要将检测结果上报至融合中心，

由融合中心做出检测判决。对于 CRN 来说，检测信息的交互不可或缺。采用 UWB 方式传输节点的频谱检测信息，能够利用 UWB 的 underlay 特性，使检测信息的传输摆脱传统 CRN 需要分配专属时间和频率的限制，在数据传输的同时进行检测信息交互，不会对网络数据传输和正常工作造成干扰；考虑到检测信息的低吞吐量特性，对接收机性能要求不高，加之 UWB 技术自身优良的抗衰落特性，可以采用非相干接收机以及低阶的调制编码方式^[49]，以弥补 UWB 传输距离短的缺陷，尽可能增大传输距离。

2. 对CRN节点的定位

CRN 中的定位功能十分重要。在 IEEE 802.22 系统中，节点的地理位置与发射功率限制、检测节点分簇、天线波束成形等问题直接相关（参见 9.1 节）。定位问题也可以推广到其他 CRN 中。另一方面，UWB 因其优秀的抗衰落特性，被看做高精度定位的实现技术之一。强调精确定位，低功率低速率通信的 IEEE 802.15.4a 工作组制定的标准草案就选择 UWB 技术作为首选技术^[50]。

考虑到 UWB 信号发射距离的限制，UWB 适合作为小规模或者节点距离近的 CRN 的定位功能实现方式。对于移动 CRN，通过采用 UWB 技术在一定时间频率上对移动节点进行定位，能够估计出移动节点的移动速度、方向等参数，保证节点的通信链路在移动中得以维持。

3. 对CRN节点的鉴权

CRN 的每个收发机设备都拥有一个专属的序列号。考虑到 UWB 传输具有的安全性能，对节点序列号的传输可以采用 UWB 传输技术，在中心控制节点与请求鉴权的用户设备之间建立一条保证安全性的信道。除了序列号之外，网络的其他一些重要信息也可以采用 UWB 传输，例如，说明用户处于通信状态还是空闲状态的信息，以及用户的工作频率、调制编码方式等工作参数。

4. 利用冲激雷达感知物理环境和用户物理参数

冲激雷达（Impulse Radar）是 IR-UWB 最早的应用之一^[51]，它最早应用于军事用途。冲激雷达在 CRN 中的可能应用包括以下几方面：

- ① 在室内环境中确定墙壁和障碍物的位置，以分别估算出室内 CRN 的物理范围和室内环境的多径参数。
- ② 在移动环境中估计移动节点的移动速率和多普勒频移参数。
- ③ 利用冲激雷达感知人体的运动，以提高甚高频 CRN 性能。这是因为人体的运动对于甚高频通信系统（例如 60 GHz 无线电系统）的影响不能忽略。

4.3 变换域通信系统（TDCS）

正如 4.1 节所述，在认知无线电物理传输技术中，如何生成不对授权用户造成干扰的频谱自适应波形，即频谱成形技术占有十分重要的地位。目前主流的研究观点将频谱成形技术分为两类，一类是通过 NC-OFDM 实现，4.1 节已详细讲述；另一类则是通过变换域通信系

统（Transform Domain Communication System, TDCS）实现。TDCS 早在 20 世纪 80 年代就已提出。在认知无线电技术提出之后，人们发现 TDCS 先天具有的频谱适配特性与认知无线电的要求相吻合。在认知无线电的背景下，TDCS 焕发出了新的活力。

本节主要介绍 TDCS 的基本原理及其在认知无线电环境下的优越性能，最后介绍一种 TDCS 的改进系统——基于 OFDM 的 TDCS。希望通过本节的介绍，起到抛砖引玉之效。

4.3.1 TDCS在认知无线电中的适用性

TDCS 最早由 German 于 1988 年提出^[52]。1991 年，Andren 取得变换域信号处理方面的一项专利^[53]。20 世纪 90 年代，美国空军研究实验室（Air Force Research Laboratory, AFRL）和空军技术学院（Air Force Institute of Technology, AFIT）在 German 和 Andren 研究的基础上开始对 TDCS 进行深入的研究^[54]。目前，在 TDCS 方面的大部分研究成果均来自 AFRL 和 AFIT。在国内，电子科技大学通信抗干扰国家重点实验室也做了较为深入的研究。

传统的通信系统是通过对用户预先分配一定频率，在时域进行信号处理完成信号传输。TDCS 的特色在于不预先分配频率，而是在一定频率范围内动态选择工作频率。由于 TDCS 的信号合成是在变换域（如傅里叶变换、小波变换等）完成的，所以称其为变换域通信系统。

TDCS 在频谱成形方面具有与生俱来的频谱适配能力。与传统时域通信系统在接收端通过时域信号处理（如匹配滤波器）来提高传输可靠性不同，TDCS 通过收发两端联合频率估计（Spectral Estimation），在发射端实现对信号的频谱成形，最大限度地保护其他系统免受干扰。图 4-27 说明了 CRN 环境中 TDCS 的频谱适配能力。考虑一个 TDCS 和一个授权网络。图 4-27（a）示出授权信号频域波形，信号采用 BFSK 调制，中心频率 $f_c=15\text{ Hz}$ ，带宽为 5 Hz。图 4-27（b）示出 TDCS 在进行频率估计之后生成的适配波形。在授权网络的信号频率范围内，TDCS 的发射功率为零，从而避免对授权网络造成干扰。

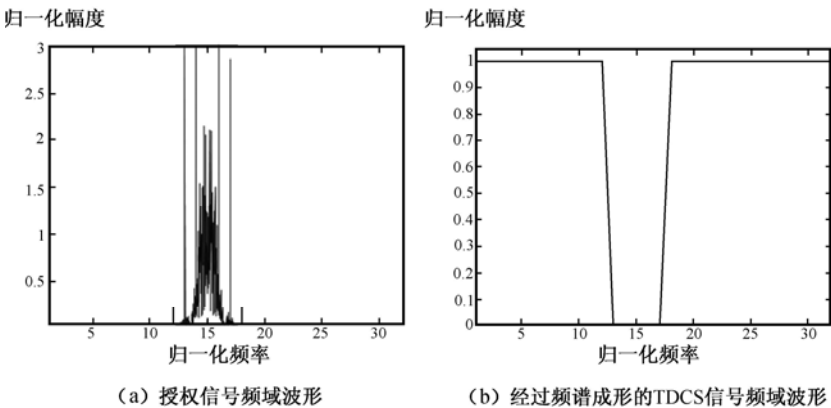


图4-27 TDCS的频谱适配能力

4.3.2 TDCS在认知无线电中的实现

在 TDCS 中，对干扰信号和其他信号的频率估计通过基于傅里叶变换的（或其他）频率估计技术实现。当系统发现某一频段出现干扰信号后，这段频谱上的信号功率会被置零（Be Notched），再通过时域反变换（例如逆离散傅里叶变换）生成时域基本调制波形（Fundamental

Modulation Waveform, FMW)。数据对 FMW 进行调制生成已调波形。由于 FMW 在变换域处理时已经针对可能出现的干扰进行了干扰避免，所以发射信号在干扰频段的功率被尽可能降低，系统的抗干扰性能大大提高。

1. TDCS收发机模块功能分析

TDCS 发射机结构如图 4-28 所示。各个模块的功能如下：

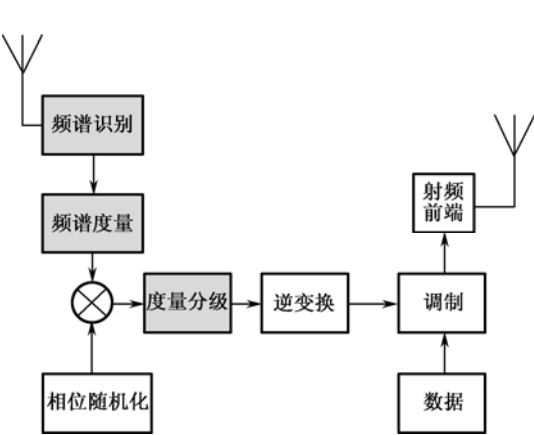


图4-28 TDCS发射机系统框图

(1) 频谱识别 (Spectrum Identification)

频谱识别模块的主要功能是实现频率估计。频率估计的原理是对接收到的频谱环境信息进行傅里叶变换（或其他变换，如小波变换）并进行采样，识别出其他无线信号的特性。频率估计结果用于频谱度量模块生成对其他系统无干扰的适配波形。频率估计方法包括自回归滤波（Autoregressive Filtering）和小波变换等^[55]。从频谱识别模块开始，直到逆变换模块之前（图 4-28 中的阴影所示模块），信号处理都是在变换域完成的，这也正是 TDCS 与传统通信系统的区别之一。

需要注意的是，TDCS 假设收发机两侧对无线环境的估计结果相同，也就是说，发射机频率估计后形成的变换域波形应与接收机相关接收时使用的波形相同，才能正确接收信号。但是实际环境中难以保证收发机两侧的无线环境相同，文献[56]分析了收发机频率估计结果不同造成的 TDCS 相关接收性能的下降。这个问题的一个解决办法是使用反馈信道，将接收机对前向信道的频率估计结果反馈至发射机，从而使收发机使用的波形一致。

(2) 频谱度量 (Spectrum Magnitude)

从频谱度量模块开始到度量分级模块为止，实现变换域信号波形的生成。频谱度量按照一个预设的门限值调整变换域信号的波形。对于频率估计结果超过门限的频段，发射信号的傅里叶系数置零；反之发射信号傅里叶系数为 1。这样，就生成了变换域信号波形 $A'(\omega)$ 。但是， $A'(\omega)$ 并不是最终被调制的变换域波形。在调制之前还需要进行相位随机化和度量分级处理。

(3) 相位随机化 (Random Phase)

相位的随机化利用 m 序列实现。在 n 位线性反馈移位寄存器 (Linear Feedback Shift Register) 中配置 r 个抽头，就生成一个 r 位的 m 序列，映射到 2^r 个相位值中的一个相位值。 $A'(\omega)$ 乘以这个随机相位得到 $B_b(\omega)$

$$B_b(\omega) = A'(\omega) e^{j\phi_i} \tag{4-53}$$

$$\phi_i = \frac{2\pi}{2^r}(i-1) \quad i=1,2,\dots,2^r \tag{4-54}$$

经过相位随机化后的信号波形 $B_b(\omega)$ ，优点是其相关特性接近噪声。这一点与扩频系统相似；但两者的不同点在于，伪随机码在扩频系统中用于扩频，而在 TDCS 中，伪随机码用于相位的随机化。

(4) 度量分级 (Magnitude Scaling)

由于不同的无线环境下，频谱度量后生成的变换域波形各不相同，所以需要度量分级模

块对这些不同波形的能量同一化，使每个待发射的符号能量相等。经过度量分级之后的信号 $B(\omega)$ 就是进行数据调制的波形。到度量分级模块为止，TDCS 在变换域的信号处理过程已经完成。

与 OFDM 系统类似，在 TDCS 中也存在时域信号的功率峰均比过高的问题^[57]。在 OFDM 系统中处理功率峰均比的技术也适用于 TDCS 中类似问题的解决。

(5) 逆变换并缓存 (Inverse Transform and Buffer)

将变换域的信号波形通过反变换 (逆傅里叶变换、逆小波变换等) 生成时域 FMW $b(t)$ 。这个波形被缓存起来，供数据调制模块进行调制时使用。

这里需要针对逆傅里叶变换将 TDCS 同 OFDM 系统加以区别：在 OFDM 系统中，每个符号在传输之前都要进行逆傅里叶变换；而在 TDCS 中，只要频率估计结果未发生变化，信号 $B(\omega)$ 的波形未发生变化，就不需要重做逆傅里叶变换，也就是说，多个符号可以使用同一个逆傅里叶变换后生成的时域 FMW。

(6) 调制 (Modulation)

TDCS 中主流的调制方式是循环移位键控^[58] (Cyclic Shift Keying, CSK)。TDCS 时域 FMW 具有类似噪声的相关特性，时域移位后的相关函数接近零。CSK 充分利用 FMW 的相关特性，通过对 FMW 在时域循环移位实现不同调制符号之间的正交。二相循环移位键控 (BCSK) 的表达式为

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \text{FMW} \\ s_2(t) &= s_1\left(\left(t - \frac{T}{2}\right)\right)_T \end{aligned} \tag{4-55}$$

M 相循环移位键控 (MCSK) 是 BCSK 的推广^[54]，其表达式为

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \text{FMW} \\ s_N(t) &= s_1\left(\left(t - \frac{(N-1)T}{M}\right)\right)_T, \quad N=2,3,\dots,M \end{aligned} \tag{4-56}$$

式 (4-57) 和式 (4-58) 分别给出 MCSK 误符号率和误比特率的理论上限值

$$P_M \leq (M-1)Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right), \quad M=2^k, E_s = kE_b \tag{4-57}$$

$$P_b \leq 2^{k-1}Q\left(\sqrt{\frac{kE_b}{N_0}}\right) \tag{4-58}$$

TDCS 接收机可以采用相关接收或者 German 的接收技术^[52]。相关接收的 TDCS 接收机框图如图 4-29 所示。图中框出的部分是与发射机生成 FMW 的部分相同的结构。在相关接收后，判决统计量 $z_j(t)$ 依据最大似然 (ML) 准则进行判决。对于 BCSK 调制，判决

$$d(t) = \begin{cases} s_1(t), & z_1(t) - z_2(t) > 0 \\ s_2(t), & z_1(t) - z_2(t) < 0 \end{cases}$$

在 TDCS 中，伪随机码除了用于相位随机化以外，另一项重要功能是实现多址接入。在线性反馈移位寄存器中配置不同的反馈抽头，就能够实现对

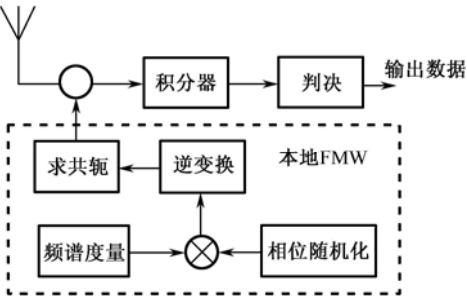


图4-29 TDCS接收机系统框图

不同用户使用不同 m 序列进行相位映射的目的。不同用户的 FMW 之间具有准正交特性。文献[59]对 TDCS 的多址接入进行了更深入的讨论，感兴趣的读者请参阅文献[59]。

2. TDCS与OFDM、MC-CDMA的区别

TDCS 的信号处理过程采用了傅里叶变换和伪随机码，在 OFDM 系统和 MC-CDMA 系统中也分别使用了这两类处理方式。所以有必要将 TDCS 与 OFDM 和 MC-CDMA 系统加以区别比较。TDCS 和 OFDM、MC-CDMA 系统的主要区别包括：

① 在干扰避免方面，TDCS 实现收发机两端的联合频率估计，从而更加高效的避免对其他系统的干扰，而 OFDM 和 MC-CDMA 都是只在接收端实现干扰避免。

② OFDM 和 MC-CDMA 都是典型的多载波传输系统，通过对子载波的逆傅里叶变换实现各个子载波的正交化。而 TDCS 不是多载波系统，多个符号通过一个傅里叶变换-逆傅里叶变换过程进行传输。

③ 在调制技术方面，OFDM 和 MC-CDMA 一般采用 PSK 和 QAM，而 TDCS 采用 CSK。

④ TDCS 使用伪随机码的目的有两个：一是生成随机相位，二是用于多址接入。MC-CDMA 中的伪随机码用于多址接入和扩频。OFDM 系统不使用伪随机码。

⑤ 在 OFDM 和 MC-CDMA 系统中，数据比特或符号通过 FFT 调制载波，因此 FFT 频率与载波频率有关。而 TDCS 中 FFT 频率与载波频率无关。

4.3.3 认知无线网络环境中的TDCS性能分析

通过以上对 TDCS 原理的分析看出，由于采用了频率估计和变换域波形适配技术，在频谱成形方面的优势使得 TDCS 成为认知无线电物理传输的重要候选技术。本节将进一步分析 TDCS 在 CRN 环境下的传输性能。

考虑 TDCS 与一个或多个授权网络共存的频谱共享环境^[60]。TDCS 和授权网络分别采用 CSK 和二相频移键控 (BFSK) 调制方式。TDCS 频率估计算法采用 10 阶自回归滤波算法。

TDCS 频谱置零的频率范围为 $f_c \pm 2R$ 。其中 f_c 和 R 分别为授权网络的中心频率和数据速率。为了简便起见，不考虑多用户接入情况，只考虑单用户接入。根据授权网络频谱占用状况变化快慢程度不同，将无线环境分为两类：静态环境与动态环境。静态网络环境指授权网络对频谱的占用情况在相当长的时间内是不变的；动态网络环境指授权网络的工作频率时变的情况（例如跳频系统）。

图 4-30 所示为静态无线环境下，TDCS 与授权网络共存时两个系统的误比特率。作为对比，图中还示出了 TDCS 不采用频谱成形技术时两个系统的误比特率。由于 TDCS 采用了频谱成形技术，有效避免频谱共享环境下的互干扰，TDCS 和授权网络的误比特率性能都接近其理论值。

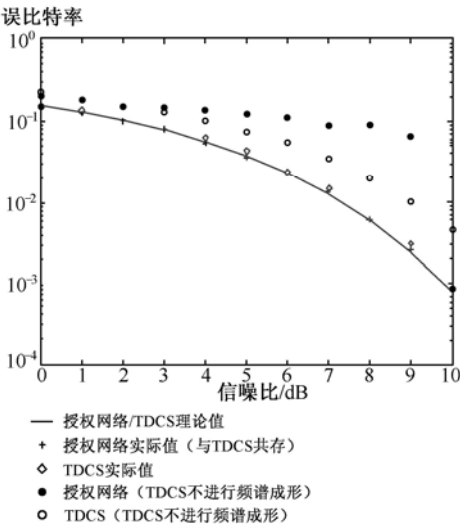


图4-30 静态网络环境下的授权网络与TDCS性能

对于动态网络环境,考虑一个采用跳频-BFSK 调制 (FH-BFSK) 的授权网络。将频段分为 8 个子频段,授权网络的工作频率在子频段中随机跳动。授权网络数据速率为 3 kb/s,跳频速率为 30 跳/秒。TDCS 已知授权网络的跳频图样。按照 TDCS 与授权网络是否同步将动态环境分为两类:第一类为 TDCS 与授权网络之间完全同步,当授权网络跳至新的子频段时,TDCS 能够在极短时间内完成频率估计并生成新的 FMW;在第二类情况下,TDCS 需要在授权网络跳频之后经过一段时延才能生成新的 FMW,因此在一段时间内仍然使用授权网络在上一个子频段工作时频率估计得到的 FMW。

图 4-31 分别示出了动态网络环境下授权网络和 TDCS 的误比特率性能。图中考虑到 TDCS 的同步时延占跳频速率的不同比例下两个网络的误比特率情况。可以看出,当 TDCS 和授权网络同步时,两者的系统性能都接近理论值;当两个系统不同步时,即使 TDCS 时延只占跳频速率的 5%,授权网络也受到来自 TDCS 严重的干扰。另一方面,由于跳频系统的扩频特性,授权网络并未对 TDCS 造成严重干扰。

为了解决不同步情况下 TDCS 对授权网络的干扰,可以考虑类似 OFDM 系统同步问题的解决思路,通过在 TDCS 的 FMW 中加入保护间隔来实现 TDCS 对同步要求的降低,从而降低干扰^[55]。

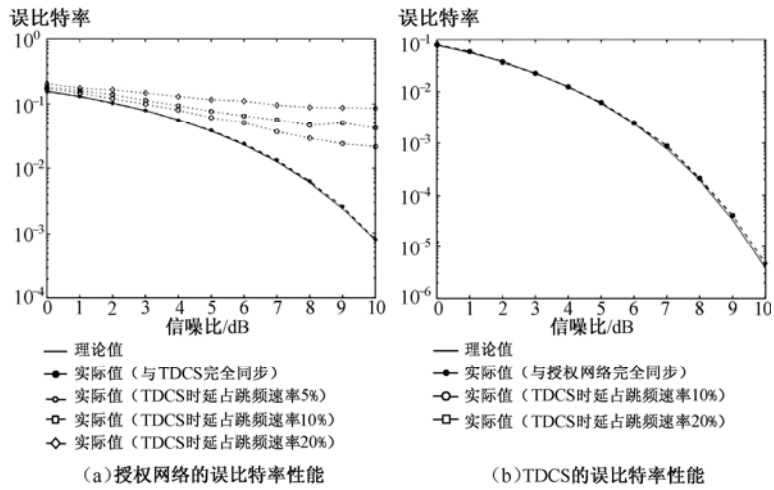


图4-31 动态网络环境下的授权网络与TDCS性能

4.3.4 基于OFDM的TDCS

4.3.3 节中讨论的是 AWGN 信道环境下 TDCS 的性能。在多径衰落信道下, TDCS 必须配置 Rake 接收机, 系统复杂度将大大增加。本节将介绍一种 TDCS 的改进系统——基于 OFDM 的 TDCS^[61]。基于 OFDM 的 TDCS 发射机如图 4-32 所示。该系统在传统 TDCS 的基础上增加了一个 OFDM 信号处理模块, 使原本单载波方式传输的 TDCS 发射信号多载波化。也可将其理解为, 将 TDCS 处理后的信号使用 OFDM 发射机发射。同传统 TDCS 相比, 基于 OFDM 的 TDCS 具有如下优势:

- ① 利用 OFDM 良好的抗衰落特性, 在多径衰落信道中无需使用 Rake 接收机, 降低系统复杂度。
- ② 由于基于 OFDM, 该系统兼容于各类 OFDM 系统, 这满足认知无线电的互操作性要求。

③ 接收机性能显著提高。

基于 OFDM 的 TDCS 发射信号表示为

$$s_i[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j \frac{2\pi S_i k}{M_{\text{ary}}}} e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (4-59)$$

式中, N 为频域 FMW 长度; A_k 为频谱度量向量的元素 (0 或 1); M 代表生成随机相位时随机相位的数目; M_{ary} 为 CCK 调制阶数; S_i 为第 i 个待发射符号; m_k 为 $[0, M-1]$ 间的随机整数。式 (4-59) 说明, 基于 OFDM 的 TDCS 采用发射信号的相位 $e^{j2\pi m_k/M} \otimes e^{-j2\pi S_i k/M_{\text{ary}}}$ 携带信息 (运算符 \otimes 表示对应元素相乘), 这与传统 TDCS 的 CSK 调制不同; 另一方面, 同传统 OFDM 系统相比, 基于 OFDM 的 TDCS 由于在逆傅里叶变换之前进行 CSK 调制, 因此具有良好的功率峰均比性能。

基于 OFDM 的 TDCS 接收机如图 4-33 所示。同传统 TDCS 相比, OFDM 接收机取代了 Rake 接收机。在接收端, 基于 OFDM 的 TDCS 采用了基于信号实部检测的方法^[61], 接收机检测性能显著提高。下文将介绍这种检测方法。

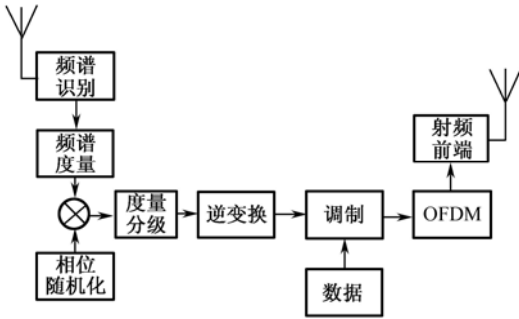


图4-32 基于OFDM的TDCS发射机系统框图

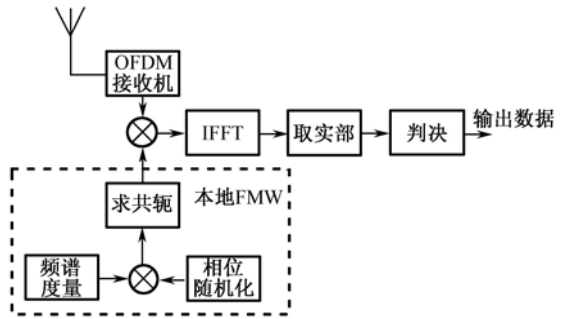


图4-33 基于OFDM的TDCS接收机系统框图

将接收信号表示为

$$r_i[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j \frac{2\pi S_i k}{M_{\text{ary}}}} e^{j \frac{2\pi kn}{N}} + n_0[n] \quad (4-60)$$

式中, 高斯白噪声的功率谱密度为 N_0/N 。在接收机逆傅里叶变换模块之后, 信号处理为

$$\tilde{R}_i[l] = a \left[\left\langle l - \frac{S_i N}{M_{\text{ary}}} \right\rangle_N \right] + n_{03}[l], \quad j = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-61)$$

式中

$$\begin{aligned} a[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \\ \langle m \rangle_N &= m \bmod N \\ n_{03}[n] &= \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{N-1} n_{02}[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \\ n_{02}[k] &= n_{01}[k] e^{-j \frac{2\pi m_k}{M}} \\ n_{01}[k] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} n_0[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned}$$

在检测判决之前, 先对 $\tilde{R}_i[l]$ 取实部

$$\operatorname{Re}\{\tilde{R}_i[l]\} = a \left[\left\langle l - \frac{S_i N}{M_{\text{ary}}} \right\rangle_N \right] + \operatorname{Re}\{n_{o3}[l]\}, \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-62)$$

可以证明, $a[n]$ 本身即为实数, 而 $n_{o3}[l]$ 为复数高斯白噪声^[61]。在取实部后, $a[n]$ 不变, $n_{o3}[l]$ 的功率谱密度由 N_0/N 减小为 $N_0/2N$ 。这样, 接收信号的有效信噪比提高了一倍, 检测性能大大提高。

文献[62]分析了基于 OFDM 的 TDCS 在认知无线电环境下的性能。将无线环境按照频谱占用的连续性分为两类情况: 一类是 TDCS 可用频谱连续, 另一类是 TDCS 可用频谱离散。可用频谱离散的情况下频谱的占用情况是随机的。对比两种情况下系统性能发现, 可用频谱离散时, 基于 OFDM 的 TDCS 的性能随可用频谱减少而产生的下降幅度, 要小于可用频谱连续的情况。也就是说, 基于 OFDM 的 TDCS 更适用于可用频谱离散的 CRN 环境。对于可用频谱连续的环境, 文献[62]提出一种基于交织器的 TDCS 解决方案, 发射机通过交织将连续的可用频谱离散化, 从而有效提高基于 OFDM 的 TDCS 在可用频谱连续的环境中的系统性能。

4.4 认知无线电的信道编码技术

在 CRN 中, 授权信号出现时间和频率的不确定性将导致 CR 用户工作频率乃至链路质量具有比其他网络更加严重的时变性。这种时变性直接导致 CRN 数据传输性能的下降。自从 Daniel Willkomm 提出了在时变信道环境下 CRN 如何实现链路维持的问题^[63]之后, 采用何种可靠而高效的信道编码技术也成为认知无线电物理传输技术研究中一项重要的课题。

按照对误码控制的不同, 通常将编码技术分为检错编码 (Error-Detecting Codes)、纠错编码 (Error-Correcting Codes)、纠删编码 (Erasure-Correcting Codes) 等类型^[64]。检错编码只能检出接收端的误码但不能纠正误码; 纠错编码在检出误码的同时可以纠正部分误码; 纠删编码不仅纠正部分误码, 还能够删除无法纠正的错误而不影响译码结果。纠错编码和纠删编码是目前主流的两类编码技术, 本节将重点介绍这两类信道编码技术。

纠错编码属于物理层信道编码技术, 4.4.1 节将依照 IEEE 802.22 标准, 介绍了标准草案规定的四种纠错编码的原理; 纠删编码基于分组, 属于在传输层或者应用层使用的编码技术, 是近年来受到学术界和业界关注的一类编码方案, 其中, 喷泉编码是一类性能优越的纠删编码, 其优点在于编译码复杂度低, 同时能够很好地适应时变性信道。4.4.2 节将介绍纠删编码原理, 以及喷泉编码在认知无线电环境中的应用。

4.4.1 纠错编码

纠错编码是一类抗噪声性能好、相对成熟且应用广泛的信道编码技术。其原理是在发射端编码过程中加入一定数量冗余比特, 接收端接收到错误比特时能够根据冗余比特纠正错误。纠错编码的优点是不需要自动重传请求 (Automatic Repeat-reQuest, ARQ) 机制和反馈信道, 不足之处在于冗余比特降低了传输速率。

在 IEEE 802.22 标准中^[65], 考虑到与 IEEE 802 系列其他无线标准的继承和兼容性, 纠错编码采用四种成熟的编码方案: 卷积码 (Convolutional Codes)、双二进制卷积 Turbo 码

(Duo-binary Convolutional Turbo Codes, DCTC)、低密度奇偶校验码 (Low Density Parity Check Codes, LDPC)、截短分组 Turbo 码 (Shortened Block Turbo Codes, SBTC), 其中卷积码为必选方案, 后三种为可选方案。本节主要介绍 IEEE 802.22 标准规定的四种编码方案的原理, 并结合有关标准中编码参数和指标的规定, 介绍纠错编码在 IEEE 802.22 中的应用。

1. 卷积码

卷积码由 Elias 于 1955 年提出, 经过半个多世纪的发展, 已成为各种无线通信标准广泛采用的一种性能优秀的纠错编码方案。

(1) 卷积码的编码

卷积码用 (n, k, N) 表示, 其中, k 为输入比特数, n 为编码后输出比特数, N 为编码器的约束长度。图 4-34 示出了 IEEE 802.22 标准规定的 $(2,1,6)$ 卷积编码器的原理框图。卷积编码器包括一个由 N 段组成的输入移位寄存器, 每段有 k 级, 共 Nk 位寄存器; 一组 n 个模 2 加法器; 一个由 n 级组成的输出移位寄存器。 n 个输出比特不仅与当前的 k 个输入比特有关,

还和以前的 $(N-1)k$ 个信息输入比特有关。整个编码过程可以看成输入比特序列与另一个序列的卷积, 后者由移位寄存器及模 2 加法器连接方式所确定, 卷积码由此而得名。

卷积码可以用码多项式表示。图 4-34 两个输出端的生成多项式分别表示为

$$g_1(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6$$
$$g_2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6$$

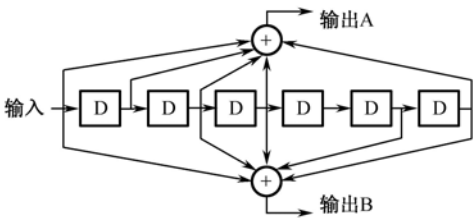


图4-34 $(2,1,6)$ 卷积码编码器框图

(2) 卷积码的译码

卷积码译码的主流算法是 Viterbi 算法。Viterbi 译码是最大似然译码, 将卷积码表示为网格图后, 利用编码网格图的特殊结构, 计算网格图上在时刻 t 到达各个状态的路径和接收序列之间的相似度, 即分支路径距离, 进行累加-比较-选择基本运算, 选择具有最小路径距离的路径, 这条路径称做幸存路径。对每个状态都进行这样的路径操作, 译码器不断在网格图上深入, 根据最后得到的幸存路径作出判决。由于较早抛弃了不可能路径, 从而降低了译码器的复杂度。Viterbi 算法的具体实现已有较多文献和专著介绍, 本书不再赘述。

2. 低密度奇偶校验码

低密度奇偶校验码 (LDPC) 由 Gallager 于 1962 年提出^[67]。LDPC 的优点包括: 非规则图上构造的 LDPC 长码的性能非常接近香农限; LDPC 是基于稀疏校验矩阵的线性分组码, 它的描述简单, 理论分析具有可验证性; LDPC 的译码算法本质上是并行算法, 硬件实现复杂度低, 译码时延小。

(1) LDPC 的编码

LDPC 是一类线性分组码, 由校验矩阵 H 定义。设码长为 N , 信息比特长度为 K , 校验比特长度为 $M = N - K$, 则 H 是一个 $M \times N$ 的矩阵。 H 的构造需要满足四个条件:

- ① H 的每行有 ρ 个 1;

- ② H 的每列有 γ 个 1;
- ③ H 的任意两行 (或两列) 间同为 1 的数目不大于 1 (使 LDPC 的二部图中没有圈);
- ④ 与 H 的行数相比, ρ 和 γ 很小, 即 H 是稀疏矩阵 (大部分元素是 0)。

满足以上四个条件的 H 对应的 LDPC 表示为 (N, γ, ρ) , 编码速率为 $R=1-\gamma/\rho$ 。 H 可用二部图表示。其下半部分有 N 个节点 $x_j (j=1, 2, \dots, N)$, x_j 表示码字的信息比特, 称为信息节点, 对应于校验矩阵各列; 上半部分有 M 个节点 $z_i (i=1, 2, \dots, M)$, 表示码字的一个校验集, 称为校验节点, 对应于校验矩阵各行。每个信息节点与 γ 个校验节点相连, 即该信息节点的度数为 γ ; 每个校验节点与 ρ 个信息节点相连, 即该校验节点的度数为 ρ 。一个 $(10, 2, 4)$ LDPC 的 H 二部图如图 4-35 所示。其 H 表示为

$$H = \begin{Bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{Bmatrix} \quad (4-63)$$

(2) LDPC 的译码

置信传播 (Belief Propagation, BP) 算法^[68]的迭代译码算法是 LDPC 的经典译码算法, 也是 LDPC 具有良好性能的重要原因之一。BP 算法在所有的信息节点与校验节点之间计算、传递以及不断修改译码的估计信息, 通过迭代完成译码过程。BP 算法具有很多优点: 首先, 算法复杂度是码长的线性函数, 在硬件中能够通过并行实现提高译码速度; 其次, 在迭代过程中, 如果试验译码成功则译码过程立即结束, 从而有效地减少了迭代次数^[69]。采用 BP 算法的 LDPC 在 AWGN 环境下的性能非常接近信道容量的香农限, 例如编码速率 1/2 的 LDPC 在 BPSK 调制下的性能距香农限仅差 0.0045 dB^[70], 因此得到广泛的认可。

3. 双二进制卷积 Turbo 码

双二进制卷积 Turbo 码 (DCTC) 由 Berrou 等人引入 Turbo 码领域^[71]。与传统 Turbo 码相比, DCTC 纠错能力更强^[72]。

(1) DCTC 码的编码器

DCTC 是由卷积 Turbo 码 (Convolutional Turbo Codes, CTC) 发展而来的。与传统的 CTC 编码器单端输入不同, DCTC 编码器采用双端输入。DCTC 编码器如图 4-36 所示, 由两个子编码器、一个交织器及一个删余器组成。与卷积码类似, DCTC 子编码器的支路连接也可以用多项式来描述: 图 4-36 中的反馈支路码多项式为 $1+x+x^3$; 校验比特 Y_1 和 Y_2 的码多项式为 $1+x^2+x^3$ 。子编码器 C_1 由循环状态 S_{c1} 初始化后, 编码器被自然顺序序列填充, 序列标号 $i=0, \dots, N-1$; 子编码器 C_2 由循环状态 S_{c2} 初始化后, 编码器被交织序列填充, 序列标号 $j=0, \dots, N-1$ 。待编码比特序列被交替送到编码器 C_1 和 C_2 , 序列长度为 k 个或 N 对 ($k=2N$) 比特。一般情况下, N 是 4 的倍数, k 是 8 的倍数。

(2) 交织器的地址转换

交织器中, 自然地址 i 和交织地址 j 的地址转换算法分两步:

第一步: 在两个输入端的数据之间进行。

若 $j \bmod 2 = 0$, 则 $(A, B) = (B, A)$ 。

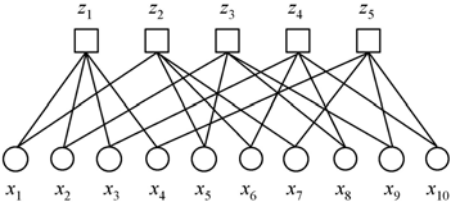


图4-35 (10, 2, 4) LDPC校验矩阵的二部图

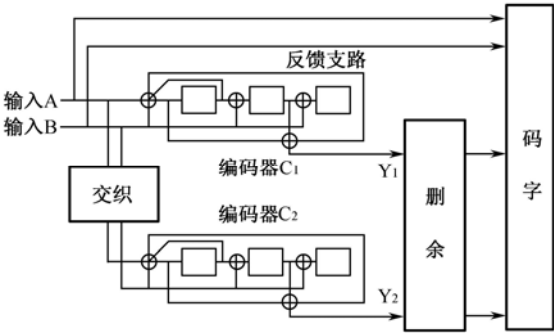


图4-36 双二进制卷积turbo码的编码器框图

第二步：在一个输入端的数据内部进行。

若 $j \bmod 4 = 0$ ，则 $P=0$ ；
 若 $j \bmod 4 = 1$ ，则 $P=N/2+P_1$ ；
 若 $j \bmod 4 = 2$ ，则 $P=P_2$ ；
 若 $j \bmod 4 = 3$ ，则 $P=N/2+P_3$ 。
 $i = (P_0 * j + P + 1) \bmod N$

其中参数 P_0, P_1, P_2, P_3 由输入比特序列的长度决定。IEEE 802.22 标准规定了不同调制方式和编码速率的 DCTC 编码器结构下对应的变换参数表^[65]。表 4-4 给出一些例子。

表 4-4 部分不同调制方式和编码速率下的 DCTC 参数

数据载荷大小 (字节)	编码数据块大小 (字节)								N	P_0	P_1	P_2	P_3
	QPSK		16QAM		64QAM								
	1/2	3/4	1/2	3/4	1/2	2/3	3/4	5/6					
6	12	—	—	—	—	—	—	—	24	5	0	0	0
18	36	24	—	24	36	—	—	—	72	11	6	0	6
30	60	—	—	—	—	—	—	36	120	13	60	0	60
54	108	72	—	72	108	—	72	—	216	13	108	0	108
90	180	120	—	120	180	—	—	108	360	29	56	0	68
180	360	240	360	240	360	—	—	216	720	37	92	100	68

(3) 循环状态的确定

将编码器清零，对序列以自然顺序编码决定状态 S_{c1} ，以交织顺序编码决定状态 S_{c2} （不产生冗余位）。两种循环状态的最终编码状态记为 S_{N-1}^0 。表 4-5 给出了不同的序列长度 N （以 N 对 7 求余表示）和最终编码状态下的 S_{c1} 和 S_{c2} （均以 S_c 表示）。

表 4-5 DCTC 不同序列长度和最终编码状态下的循环状态

S_{N-1}^0 $N \bmod 7$	0	1	2	3	4	5	6	7
1	$S_c=0$	$S_c=6$	$S_c=4$	$S_c=2$	$S_c=7$	$S_c=1$	$S_c=3$	$S_c=5$
2	$S_c=0$	$S_c=3$	$S_c=7$	$S_c=4$	$S_c=5$	$S_c=6$	$S_c=2$	$S_c=1$
3	$S_c=0$	$S_c=5$	$S_c=3$	$S_c=6$	$S_c=2$	$S_c=7$	$S_c=1$	$S_c=4$
4	$S_c=0$	$S_c=4$	$S_c=1$	$S_c=5$	$S_c=6$	$S_c=2$	$S_c=7$	$S_c=3$
5	$S_c=0$	$S_c=2$	$S_c=5$	$S_c=7$	$S_c=1$	$S_c=3$	$S_c=4$	$S_c=6$
6	$S_c=0$	$S_c=7$	$S_c=6$	$S_c=1$	$S_c=3$	$S_c=4$	$S_c=5$	$S_c=2$

（4）删余

不同编码速率通过有选择的删余（Puncturing）获得。IEEE 802.22 标准规定了四种编码速率， R 分别为 $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ 、 $5/6$ 。表 4-6 给出 IEEE 802.22 标准规定的不同编码速率的删余方式，其中 1 表示保留，0 表示删除。当 $R = 5/6$ 而输入序列长度不是 10 的倍数，或 $R = 1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ 而输入序列长度不是 12 的倍数时，删余的情况比较特殊^[73]。例如，当输入序列长度为 16 比特， $R = 3/4$ 时，将分为两对 8 比特序列分别删余，产生两对 3 比特（即 6 比特）校验比特，这样输出序列共有 $16+6=22$ 位比特。

表 4-6 DCTC 不同编码速率的删余方式

编码速率	删余矢量
1/2	$Y = [1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1]$
2/3	$Y = [1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0]$
3/4	$Y = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0]$
5/6	$Y = [1\ 0\ 0\ 0\ 0]$

4. 截短分组Turbo码

截短分组 Turbo 码（SBTC）由分组 Turbo 码（Block Turbo Codes，BTC）截短得到，因此 SBTC 的编码分为两步：首先构建 BTC，然后对其进行截短处理。

（1）构建 BTC（见图 4-37）

- ① 将 (k_y, k_x) 信息比特填入信息区域（见图 4-37 中的空白处）中。信息区域指除 2^i ($i=0,1,2,\dots,n_x-k_x-2$) 列以外的各列以及除 2^j ($j=0,1,2,\dots,n_y-k_y-2$) 行以外的各行。
- ② 利用表 4-7 相应的奇偶校验矩阵计算 k_y 行中的奇偶校验比特，并将它们填入由□标示的相应位置，计算 k_x 列中的奇偶校验比特，并将它们填入由○和⊙标示的相应位置。列数为 n 的奇偶校验矩阵，其各列由整数 1 到 n 的二进制表示法表示。
- ③ 如果扩展型汉明码是矩阵的组成码字，则将扩展型矩阵校验码添加到相应的行和列中。由此生成的 BTC 分组大小 $n=n_x \times n_y$ ，信息比特数目 $k=k_x \times k_y$ ，编码速率 $R=k/n$ 。

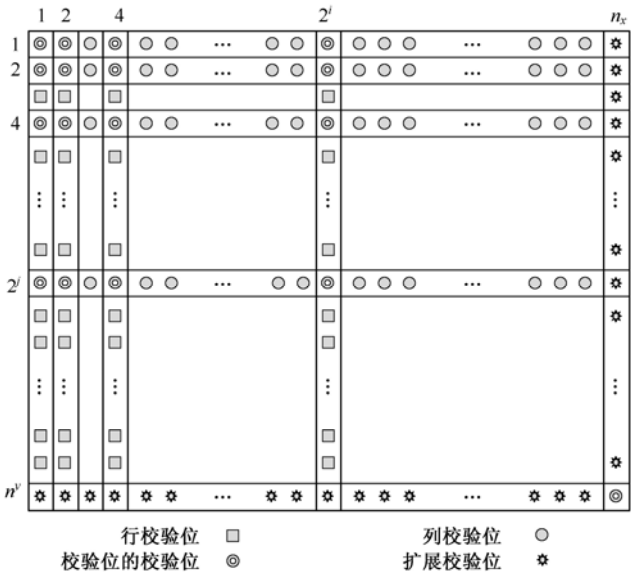


图4-37 分组Turbo码（BTC）结构

表 4-7 奇偶校验矩阵

码长 n'	信息比特 k'	奇偶校验矩阵
7	4	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
15	11	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \cdots 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \cdots 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \cdots 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \cdots 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
31	26	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \cdots 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \cdots 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \cdots 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \cdots 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

(2) 构建 SBTC

为了将 SBTC 与所需要的数据包大小匹配，需要移除 BTC 若干行列或其中一部分比特，将 BTC 截短。最简单的 SBTC 由 BTC 移除 I_x 行和 I_y 列得到，如图 4-38 所示。若如此得到的 SBTC 与要求的数据包大小不匹配，则进行填 0 处理，具体的实现过程是发送端在 D 右边的最低有效位中填 0，使其匹配要求的数据包大小；接收端译码器将填充的 0 丢弃，仅留下有效比特实现正确译码。填零也适用于数据序列最后一部分比特无法填满一个分组的情况。最终生成的 SBTC 分组大小为 $(n_x - I_x)(n_y - I_y)$ ，信息比特数目为 $(k_x - I_x)(k_y - I_y) - D$ 。编码速率 $R = [(k_x - I_x)(k_y - I_y) - D] / [(n_x - I_x)(n_y - I_y)]$ 。表 4-8 给出 IEEE 802.22 标准规定的不同调制方式和编码速率下的 SBTC 编码分组大小，表 4-9 给出不同编码分组大小下的 SBTC 参数。

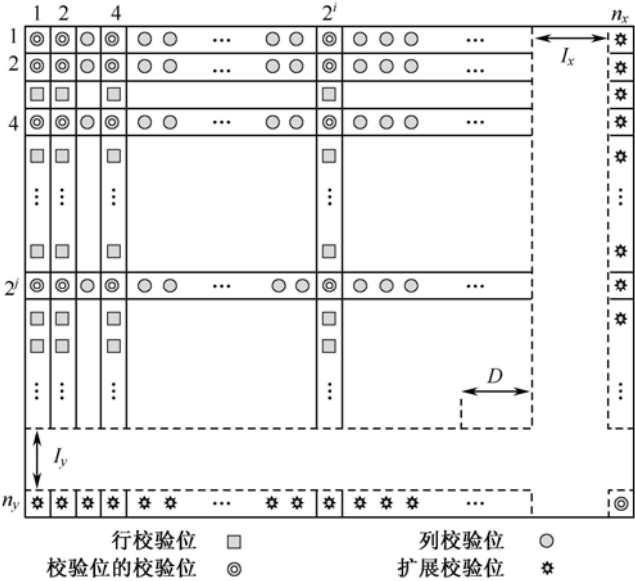


图4-38 截短分组Turbo码（SBTC）结构

表 4-8 不同调制方式和编码速率下的 SBTC 编码分组大小

调制方式	QPSK		16QAM		64QAM				编码后的分组大小（字节）
编码速率	1/2	3/4	1/2	3/4	1/2	2/3	3/4	5/6	
数据载荷大小（字节）	3	—	—	—	—	—	—	—	6
	6	9	6	9	—	—	—	—	12
	9	—	—	—	9	12	—	15	18
	12	18	12	18	—	—	—	—	24
	15	—	—	—	—	—	—	—	30
	18	27	18	27	18	24	27	30	36

表 4-9 不同编码分组大小下的 SBTC 参数

数据载荷大小（字节）	编码后的分组大小（字节）	编 码 参 数		
		I_x	I_y	D
3	6	3	4	0
6	12	4	0	1
9	12	10	0	3
9	18	4	4	5
12	18	4	28	9
15	18	7	0	0
12	24	4	0	9
18	24	2	0	11
15	30	3	11	0
18	36	3	7	8
24	36	4	8	6
27	36	2	16	19
30	36	7	0	8

文献[63]指出，在 CRN 中，采用性能更优的纠错编码并不能有效提高 CRN 的传输性能。其原因在于，CRN 中产生误码的主要因素并非传统意义上由于信道质量恶化而导致的 SINR 下降，而是授权信号的突然出现而对 CR 用户造成严重干扰。这种干扰造成的影响是纠错编码难以处理的。为了解决这个问题，可以在 MAC 层采用重传机制，但这需要一个专用的反馈信道。下文将要介绍的纠删编码技术能够有效抵抗认知无线电中的来自授权系统的干扰，且无需使用反馈信道。

4.4.2 纠删编码

与用于物理层面向比特的纠错编码不同，纠删编码用于传输层或者应用层，面向分组。对纠删编码的研究源于互联网。互联网的数据传输基于分组，传输信道具有删除信道(Erasure Channel)的特性：一个分组要么被正确接收，要么由于误码、拥塞、错误路由等原因被删除。纠删编码是基于删除信道提出的信道编码方案，能够在某些分组被删除的情况下也能实现正确译码。

1. 删除信道与纠删编码

在删除信道下，分组丢失可能是由多种原因造成的，如误码、拥塞、错误路由等。在这些情况下，应用层就将这些分组视为“删除”（Erasure）。删除信道具有十分重要的特性：在删除信道下，一个分组要么被正确接收，要么被丢弃（即删除）。针对 CRN 来说，分组被删除可能由以下原因造成：

- ① CR 用户正在使用的传输信道突然出现授权用户，从而对 CR 用户造成干扰，或者 CR 用户在避让授权用户过程中造成的分组删除；
- ② CR 用户链路拥塞或者路由错误造成的分组删除；
- ③ CR 用户受到噪声和干扰的影响而造成的分组删除。

本节主要考虑第一类情况，即因授权用户的影响而造成的分组删除。图 4-39 针对认知无线电信道建立了一个 M 相删除信道模型。对于输入分组 $1, \dots, M$ ，假设信道的删除概率为 p ，即每个分组被正确接收的概率为 $(1-p)$ ，且理想信道容量为 C ，则这个 M 相删除信道的信道容量为 $(1-p)C$ 。

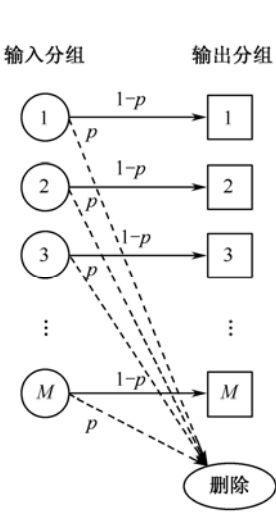


图4-39 M 相删除信道模型

分组删除将导致接收端无法正常接收数据。解决这一问题的传统方法是 ARQ 机制，即建立一条从接收端到发射端的反馈信道，若接收端将一个分组删除，则向发射端发送重传请求，由发射端重传该分组以完成正确译码。但是，ARQ 机制在以下情况会导致传输性能的急剧下降：

- ① 信道状态严重恶化，重传的分组仍然难以正确接收；
- ② 在多播或广播信道中，大量接收机请求重传，致使发射机负载过重，出现反馈拥塞（Feedback Implosion）；
- ③ 收发机地理位置相距很远，分组重传将造成难以容忍的时延。

依据 Shannon 的信息论，无论是否采用重传机制，删除信道的信道容量 $(1-p)C$ 是确定的，不会因为重传而发生变化。这使得人们开始寻找接近 Shannon 限的信道编码方案取代重传机制。其中，纠删编码就是一种可应用于删除信道，在某些分组被删除的情况下能够正确译码的编码方案。

2. 喷泉编码

纠删编码中的喷泉编码（Fountain Codes）是一类性能优异的编码技术。在喷泉编码发明以前，纠删编码主要通过固定速率分组码实现，如 Reed-Solomon 码和 Tornado 码。这类编码方案存在两方面问题^[74]：首先，编译码复杂度很大： (n, k) RS 码（若要正确接收 k 个符号，需要发送 n 个符号）的编译码复杂度为 $O(k(n-k)\log_2 n)$ ，这限制了 RS 码的码长；更为重要的是，这类编码需要预先设定删除信道的删除概率 p ，根据删除概率选择 (n, k) 参数，而实际信道状态的时变性导致这种假设失去意义。当信道质量优于假设时，这类编码由于提供过多的校验分组而导致传输效率的下降；当信道质量劣于假设时，传输的可靠性又会降低。

针对上述问题，喷泉编码应运而生。喷泉编码得名于喷泉：喷泉源源不断的流出水来，为了盛满一个杯子，只需要在喷泉中接取满足数量要求的水，而不需要确定是哪些水装进了杯子。设待编码的原始分组有 k 个，编码后生成任意数量的编码分组，接收端收到 m 个编码

分组就能以一定概率正确恢复原始分组数据。一般要求 m 略大于 k 即可，从而引入译码开销 $\varepsilon = m/k - 1$ 。由于喷泉编码的编码器具有源源不断生成编码分组的特性，喷泉编码也被视为一种无率码 (Rateless Code)。喷泉编码主要具有以下特性：

- ① 能够生成无限数量的编码分组，在信道状态严重恶化的情况下仍能保证可靠传输；
- ② 接收端接收一定数量的分组就能够正确恢复数据，无须确知接收哪些分组；
- ③ 采用高效的编译码算法，编译码复杂度与数据分组量之间为线性关系，且与信道状态无关。

喷泉编码的设计主要考虑两方面问题：一是译码开销 ε 应尽量接近 0；二是译码复杂度应尽量降低。2002 年，Luby 提出了第一种实用的喷泉编码——LT 码^[75]；2003 年，Shokrollahi 提出性能更佳的 Raptor 码^[76]，实现了接近 Shannon 限的性能。本节以 LT 码为例，介绍喷泉编码的编译码原理及参数的选择。

(1) LT 码编码原理

设原始数据被分为 k 个分组，每个分组 l 比特。那么，由原始分组 $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ 生成编码分组 $\{y_1, y_2, \dots\}$ 的过程如下：

- ① 根据设计的度数分布 (Degree Distribution) $\rho(d)$ ，随机的选择一个度数 d (度数分布的设计稍后介绍)；
- ② 从 k 个原始分组 $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ 中等概率的随机选择 d 个分组；
- ③ 将选出的 d 个分组模 2 加，生成一个编码分组。

重复这样的步骤，就可生成编码分组序列 $\{y_1, y_2, \dots\}$ 。

图 4-40 所示的二部图说明了 LT 码的编码原理。图左侧为原始分组，右侧为编码分组。编码分组旁边的度数表示生成这个编码分组需要的原始分组数目。如果平均度数 $\bar{d} \ll k$ ，则该二部图称为稀疏图 (Sparse Graph)。事实上，LT 码也是稀疏图码 (Sparse Graph Codes) 的一种。

(2) LT 码译码原理

LT 码正确译码的前提是接收端已知接收到的编码分组与原始分组之间的对应关系，也就是说接收端需要建立起图 4-40 所示那样的二部图。需要注意的是，接收端只需知道某个编码分组与哪些原始分组对应，而不需知道这些原始分组的比特内容。这样的对应关系需要发射端传送给接收端，实现方式有两种：一是通过分组头部显式传送，当分组大小 l 很大时，显示传送产生的头部开销可以忽略；二是通过事先约定的伪随机序列等方式隐式传送。

接收端正确接收 m 个编码分组 (m 略大于 k)，并建立起类似图 4-40 所示的二部图对应关系之后，就开始译码过程。LT 码的译码过程描述如下：

- ① 从编码分组序列里寻找一个度数为 1 的编码分组 y_i ，设其对应的原始分组为 x_j ；若无法找到度数为 1 的编码分组，则译码过程中断；
- ② 将编码分组 y_i 的值赋予原始分组 x_j ，然后将 y_i 从图中移除；
- ③ 对于所有与 x_j 有边相联的编码分组，自身比特位与 x_j 的比特位模 2 加；
- ④ 移除 x_j 的所有边，使得与其有边相联的编码分组度数减 1。若某个编码分组的度数减

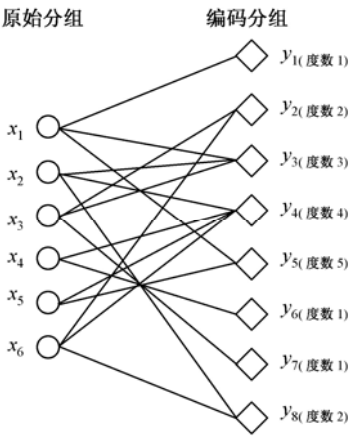


图4-40 LT码编码原理

小到 1，则称这个分组被“释放”。

重复步骤①~④，直到译码停止。如果所有原始分组 $\{x_1, x_2, \cdots, x_k\}$ 都被成功恢复，则译码成功；否则译码失败，需要接收更多的分组继续译码。以一个 $k=3, l=1$ 的 LT 码为例描述译码步骤：接收端收到四个编码分组，其初始值分别为 $\{y_1, y_2, y_3, y_4\}=1011$ ，如图 4-41 (a) 所示。第一次迭代找到度数为 1 的 y_1 ，将其值赋予与其有边关联的原始分组 x_1 ，将 y_1 移除，如图 4-41 (b) 所示。然后对于所有与 x_1 有边关联的编码分组 y_2, y_4 ，其值与 x_1 模 2 加，最后将 x_1 移除，这样就完成了一次迭代，如图 4-41 (c) 所示。重复迭代步骤，如图 4-41 (d) 和 (e) 所示，最终完成译码，如图 4-41 (f) 所示。

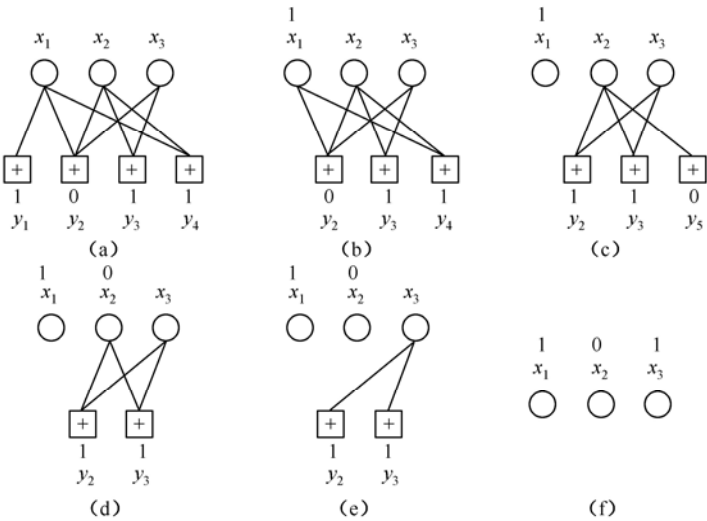


图4-41 一个 $k=3, l=1$ 的LT码的译码过程

通过以上的描述可以看出，LT 码成功译码的关键在于每次译码迭代之后必须保证出现一个新的度数为 1 的编码分组点，使得译码过程能够继续。这是由合理的度数分布 $\rho(d)$ 决定的。以下就介绍度数分布的设计方法。

(3) 度数分布的设计

合理的度数分布设计考虑两方面的折中^[77]：从编码过程考虑，一方面应使平均度数尽可能小，以减小生成每个编码分组需要的运算量；另一方面又应该保证给予较大度数一定的选取概率，以保证通过 m (m 略大于 k) 个编码分组能够覆盖所有原始分组。从译码过程考虑，一方面应使编码分组保持一定的释放速度，以保证译码过程不会中断；另一方面又不能使编码分组释放过快，否则一次迭代中释放的多个编码分组将增加重复覆盖的可能性，产生不必要的冗余。鉴于以上考虑，Luby 提出了两种度数分布设计方案^[78]，分别称为理想孤子分布 (Ideal Soliton Distribution) 和健壮孤子分布 (Robust Soliton Distribution)。

① 理想孤子分布。理想孤子分布 $\rho(d)$ 保证每次迭代之后度数为 1 的编码分组的数目不会过大，也不会过小，即

$$\rho(d)=\begin{cases} 1/k, & d=1 \\ 1/d(d-1), & d=2,3,\cdots,k \end{cases} \tag{4-64}$$

这种分布在编码分组的平均度数方面具有理想的性能。其在二部图中的边数至少为 $k\ln(k/\delta)$ 。其中 δ 表示由 m 个编码分组恢复 k 个原始分组的失败概率。度数的期望值为 $\ln k$ ，保证译码过程在期望值上每步迭代恰好释放一个编码分组。其译码复杂度为 $O(k\ln k)$ 。

理想孤子分布在理论上性能优异，然而在实际应用中却存在问题：由于度数期望值恰好保证每步迭代释放一个编码分组，一旦实际度数低于期望值，就很有可能没有编码分组被释放，导致译码中断。另外，也有很大概率出现原始分组没有边关联的情况。针对这些问题，Luby 提出了理想孤子分布的修正方案——健壮孤子分布。

② 健壮孤子分布。通过对理想孤子分布的简单修正就得到健壮孤子分布 $\omega(d)$ 。健壮孤子分布引入两个参数： σ 和 δ 。 δ 表示由 m 个编码分组恢复 k 个原始分组的失败概率； σ 是修正因子。健壮孤子分布保证度数为 1 的编码分组数目的期望值为

$$S = \sigma \ln(k / \delta) \sqrt{k} \quad (4-65)$$

而不是理想孤子分布中的 1。定义

$$\tau(d) = \begin{cases} (S/k)/d, & d=1,2,\dots,(k/S)-1 \\ (S/k)\ln(S/\delta), & d=k/S \\ 0, & d > k/S \end{cases} \quad (4-66)$$

健壮孤子分布 $\omega(d)$ 由理想孤子分布 $\rho(d)$ 与 $\tau(d)$ 求和并归一化后得到：

$$\omega(d) = \frac{\rho(d) + \tau(d)}{\beta} \quad (4-67)$$

式中， $\beta = \sum_d [\rho(d) + \tau(d)]$ 。 β 也体现了 m 与 k 之间的关系： $m = \beta k$ 。图 4-42 给出 $\rho(d)$ 与 $\tau(d)$ 分布之间的对应关系。对于 $\tau(d)$ 来说，度数为 1 的概率相比 $\rho(d)$ 大大降低，但仍为峰值，确保译码过程能够开始； $\tau(d)$ 的另一个峰值出现在 $d=k/S$ 处（如图中 $d=58$ 处），确保所有原始分组都有边与编码分组相联。因此，只要接收到 $k+2\ln(S/\delta)S$ 个编码分组，就保证以至少 $(1-\delta)$ 的概率正确恢复原始分组，译码复杂度为 $O(k\ln k)$ [78]。

根据报告的数据分析 [74]，Digital Fountain 公司设计的商用 LT 码的译码开销 $\varepsilon \leq 5\%$ ，译码失败概率 $\delta \leq 10^{-8}$ 。可见，LT 码不仅编译码方法简单直观，而且性能优良。

LT 码的译码复杂度 $O(k\ln k)$ 仍未达到理想目标，即生成每个编码分组的复杂度是一个与 k 无关的常数，而成功译码的复杂度是一个关于 k 的线性函数。Raptor 码成功实现了这一目标。Raptor 码的基本原理是首先利用 LDPC 等稀疏图码进行预编码，然后利用 LT 码编码。由于预编码具有一定纠删能力，放宽了对 LT 码的要求，因此整体编译码复杂度有所降低。Raptor 码是目前性能最接近 Shannon 限的低复杂度喷泉编码方案。限于篇幅，本书不做详细介绍，请读者参阅文献 [76,79]。

3. 喷泉编码在认知无线电中的应用

喷泉编码的优势除了编译码复杂度低之外，更为重要的是对时变信道的适应性。通过将认知无线电信道建模为删除信道，就能将喷泉编码应用于认知无线电物理传输技术。本节以 LT 码为例，介绍喷泉编码在时延受限的 CRN 中的应用，并分析系统性能 [80]。

(1) 系统模型描述

考虑一个认知 OFDM 传输系统，子信道数目为 N ，CR 用户从 $t=0$ 时刻开始在各子信道上传输数据。授权用户到达模型如图 4-43 所示，假设授权用户的业务模型服从 Poisson 分布，其到达率为 λ ，到达时间 τ 服从指数分布。若第 i 个子信道上在 τ_i 时刻出现授权用户信号，那么 CR 用户在 τ_i 时刻之后在第 i 个子信道上的数据将由于受到授权信号的干扰而丢失。

为了在接收端正确恢复数据，采用 LT 编码。设 LT 码发送 k 个原始数据分组，这 k 个原始分组分配到 N 个子信道上传输，在接收端以 $(1-\delta)$ 的概率正确接收需要 m 个分组，译码

开销为 ε 。在 CRN 中，如果授权用户对 CR 用户的干扰造成的分组传输时延过大，CR 用户接收机接收到 m 个分组的时延就会加大。设定一个最大时延 D_{\max} ，当接收机在时延超过 D_{\max} 后仍未能接收到 m 个数据分组，则判定 LT 码译码失败。定义 CR 用户链路的频谱效率 η_{CRL} 为

$$\eta_{\text{CRL}} = \frac{m(1-\delta)P_{\text{success}}}{SWT_{\text{frame}}} \tag{4-68}$$

式中， W 为子信道带宽； $T_{\text{frame}}=T_{\text{sensing}}+T_{\text{data}}$ 为帧长度，包括固定长度的频谱检测时长 T_{sensing} 和可变长度的数据传输时长 T_{data} 。 T_{data} 的长度与授权用户的到达时间有关。设 P_{success} 表示在 D_{\max} 之前，所有子信道上全部 k 个分组就已成功接收的概率。设接收 k 个分组的总时间为 T_0 ，那么 P_{success} 是所有子信道上的总可用时间 T 大于 T_0 的概率。例如图 4-44（a）的总可用时间 $T=\tau_1+D_{\max}+\tau_3=23$ ，图 4-44（b）的总可用时间 $T=\tau_1+\tau_2+D_{\max}=18$ 。若设 $T_0=20$ ，那么图 4-44（a）情况将能够正确接收 k 个分组，而图 4-44（b）将无法正确接收。

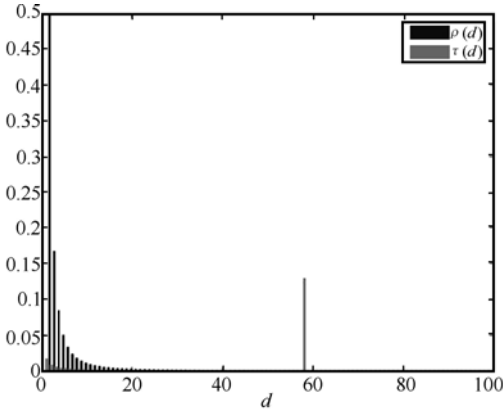


图4-42 $\rho(d)$ 与 $\tau(d)$ 的分布 ($k=10\,000$, $\sigma=0.15$, $\delta=0.1$)

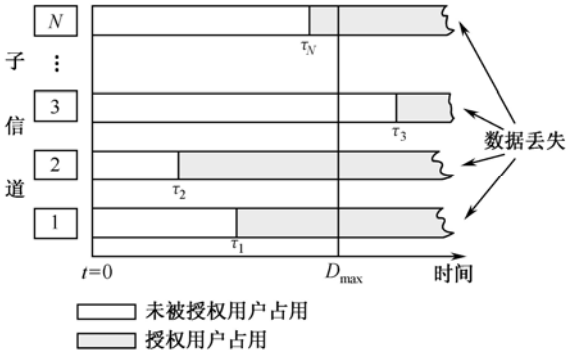


图4-43 认知OFDM系统中的授权用户到达模型

（2）系统性能分析

性能分析主要讨论给定授权用户到达率 λ 和最大时延 D_{\max} 的情况下，不同的子信道数目 N 和 LT 码译码开销 ε 对 CR 用户链路频谱效率 η_{CRL} 的影响。系统参数设定如下：LT 编码健壮孤子分布的 $\sigma=0.1$, $\delta=0.5$ ；最大时延 $D_{\max}=200\text{ ms}$ ，子信道带宽 $W=100\text{ kHz}$ 。

不同译码开销下的 LT 译码错误概率如图 4-45 所示，原始分组数目 k 分别为 1 000、5 000、10 000。由图 4-45 可以看出，对于 k 为 5 000 和 10 000 的情况，译码开销 ε 在 0.05~0.15 之间时，译码错误概率下降很快； $\varepsilon>0.15$ 之后，译码错误维持在很低的水平。原始分组数目越大，译码错误概率下降越快。

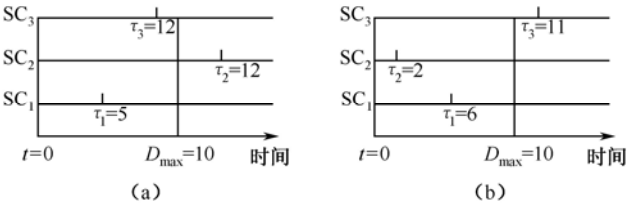


图4-44 各子载波的可用时间

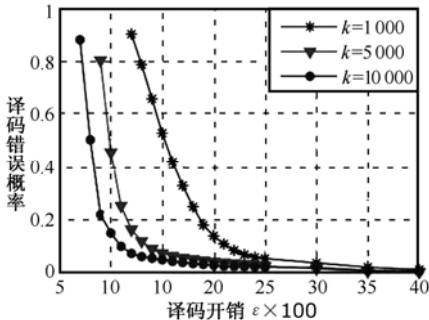


图4-45 不同译码开销下的LT译码错误概率

图 4-46 (a) 和 (b) 分别示出了授权用户到达率 λ 为 5 和 10 时 CR 链路的频谱效率 η_{CRL} ，原始分组数目 $k=5\ 000$ 。单独分析每一张图，可看出不同的子信道数目 N 和 LT 码译码开销 ε 对 η_{CRL} 的影响：对于 N 为定值的情况，变化的 ε 使 η_{CRL} 出现一个最大值。这是由于 ε 较低时，LT 译码错误的急剧下降会带来系统性能的提升；而随着 ε 的增长，维持稳定的译码错误和译码开销的增长会造成系统数据冗余上升，使系统性能下降；对于 ε 为定值的情况，变化的 N 也会使 η_{CRL} 出现一个最大值。例如图 4-46 (a) 中 $N=8$ 时 η_{CRL} 达到最大值；图 4-46 (b) 中 $N=15$ 时 η_{CRL} 达到最大值。这是由于 N 较少时，增加 N 可以提高 P_{success} ；但是随着子信道增多，系统频谱检测的时间也在增长，导致 T_{frame} 的增长，当 N 达到一定数目后， T_{frame} 的增长带来的 η_{CRL} 的下降将抵消乃至超过 P_{success} 的提高带来的 η_{CRL} 的提升。综合分析图 4-46 的两张图，可知随着授权用户到达率 λ 的上升， η_{CRL} 降低，CR 网络性能下降。

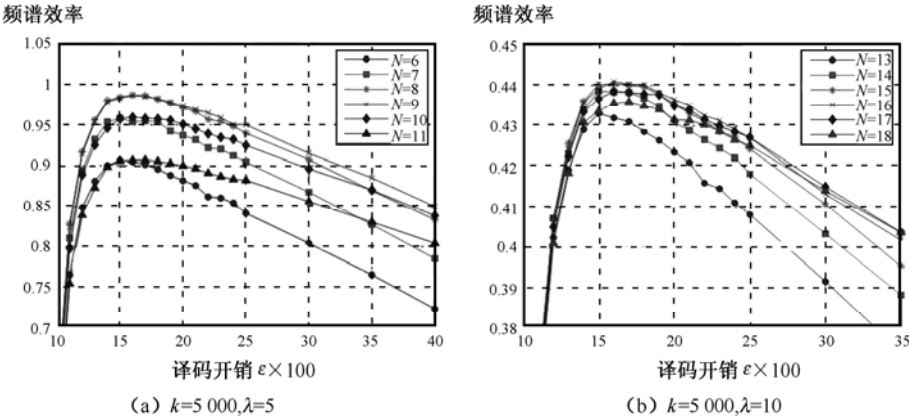


图4-46 不同授权用户到达率下CR链路的频谱效率

4.5 认知MIMO技术

认知无线电与 MIMO 结合而形成的认知 MIMO (Cognitive MIMO) 传输技术近两年受到越来越多的关注。认知 MIMO 能够获得更大的自由度，进一步提高系统性能和频率利用率；同时在 CRN 中部署多天线也会面临新的问题。

本节的主要内容根据认知 MIMO 中的研究热点分为两类：4.5.2 节利用信息论对认知 MIMO 信道的容量进行分析，从理论上说明认知 MIMO 能够获得更优系统性能的原因；并简介目前认知 MIMO 中的关键技术，包括频谱检测和波束成形技术。最后在 4.5.3 节介绍一个认知 MIMO 系统的实例，指出认知 MIMO 应用的可行性。

4.5.1 认知MIMO概述

将认知无线电与 MIMO 结合起来能够在空域进一步提高频率利用率。Haykin 认为^[5]认知无线电与 MIMO 结合而成的认知 MIMO 传输技术将能够提供“终极灵活性 (Ultimate in Flexibility)”，这主要体现在认知 MIMO 具有四个自由度：载波频率、信道带宽、传输功率和复用增益。认知 MIMO 的技术优势归纳为以下两方面。

1. 更高的频率利用率

认知 MIMO 由于引入了空域的自由度而具备进一步提高频率利用率的能力,这是认知无线电与 MIMO 结合的初衷。认知无线电技术能够在时域实现与授权网络的分时同频共存,但“检测-避免”的工作模式决定其必然会浪费一定的频谱机会;认知 MIMO 系统通过空域信号处理,如波束成形(Beamforming)技术,并对其增加有关互干扰的约束条件,实现与授权网络同时共用一段频谱而不产生干扰,即空域共存,进一步提高频率利用率。

2. 更优的频谱检测性能

在 CRN 中,物理层检测技术的性能直接决定频谱检测的性能。单天线接收机在复杂的衰落信道中保证频谱检测性能十分困难。通过部署多天线,认知 MIMO 传输系统能够采用基于接收分集的频谱检测技术,提高信号抗衰落特性,从而显著提升频谱检测性能。

4.5.2 认知MIMO的研究热点

认知 MIMO 传输技术强化了认知无线电的传统优势,近几年逐渐成为认知无线电研究的关注重点,本节将分类介绍当前认知 MIMO 中的研究热点,并对下一步研究方向加以展望。

1. 认知MIMO信道的容量分析

在传统 MIMO 的研究领域中,利用信息论对 MIMO 信道容量进行分析具有重要意义。通过对不同场景下 MIMO 信道建模,利用信息论的数学方法计算出 MIMO 信道容量(速率)区域(Capacity Region),并对其可达性(Achievability)给出证明。理论上的信道容量区域给出该信道容量的上限值,指导实际系统采用优化传输技术和算法,向理论上限值接近。认知 MIMO 信道的容量分析是一个崭新的领域。本节对认知 MIMO 信道容量分析的一些成果进行简要介绍。

通过对认知无线电信道模型^[82,83](见图 4-47)加以改进,考虑多天线收发机,建立认知 MIMO 信道模型^[81](见图 4-48)。图中 X 、 Z 、 Y 分别表示发射信号、加性高斯白噪声和接收信号; m 表示传输的信息; m_p 表示授权系统传输的信息, m_c 表示 CR 系统传输信息; H 表示信道的传输函数; H_{pc} 表示由授权发射机至 CR 接收机的信道, H_{cp} 表示由 CR 发射机至授权接收机的信道, H_{p1} 表示由授权发射机至授权接收机的信道, H_c 表示由 CR 发射机至 CR 接收机的信道;下标 i, j 分别表示 CR 发射机和接收机的天线标号。同认知无线电信道模型相比,认知 MIMO 信道模型考虑到认知收发机的多天线配置,因此传输函数用与天线有关的矩阵表示。认知 MIMO 信道的一个重要特性在于,CR 发射机将授权发射机的发射信号作为先验信息,根据授权用户的工作状态调整自身的发射信号功率和调制编码方式;另一方面,CR 发射机可以帮助授权发射机转发授权网络的信息,实现单方面的协作机制。

以下讨论认知 MIMO 信道的容量区域 (R_p, R_c) , 其中 R_p 和 R_c 分别代表授权网络和 CR 网络的传输速率。 (R_p, R_c) 的可达区域表示为

$$R_{in} = \text{Cl}(\text{Co}\{(R_p, R_c) : \exists \sum_p, \sum_{c,p}, \sum_{c,c}, Q, \\ \text{and}((R_p, R_c), \sum_p, \sum_{c,p}, \sum_{c,c}, Q) \in R_{ach}\})$$

式中, $\Sigma_P, \Sigma_{C,P}, \Sigma_{C,C}$ 确定了授权网络和 CR 网络的功率限制; 符号 Cl 和 Co 分别代表集合的闭包 (Closure) 和凸包 (Convex Hull)。 R_{ach} 的定义请参阅文献[81]。将认知 MIMO 的容量可达区域与单天线认知无线电信道容量可达区域^[83]比较, 可以明确 MIMO 系统对信道容量有一定的提升。

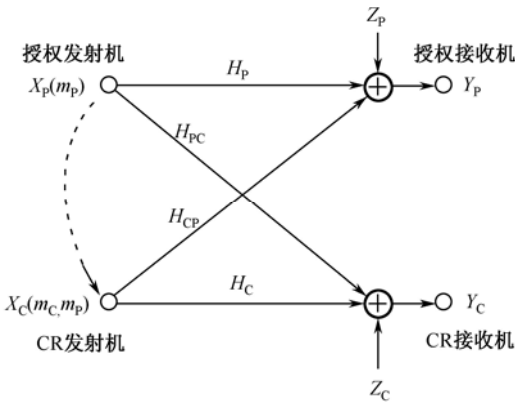


图4-47 认知无线电信道模型

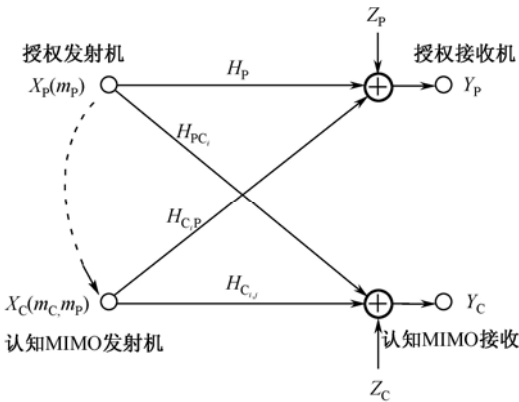


图4-48 认知MIMO信道模型

认知 MIMO 信道加权速率和 (Rate μ -sum) $\mu R_P + R_C$ 可以看成认知 MIMO 信道容量的外界 (Outer Bound)。通过对信道模型的变换, 将认知 MIMO 信道变换为 MIMO 广播信道^[84,85] (MIMO Broadcast Channel), 并可证明^[81], 在加权速率和的最优化问题上, 认知 MIMO 信道模型等效于 MIMO 广播信道。需要指出, 目前对 MIMO 广播信道模型的信道容量分析仍然是一个开放问题^[84]。

还可以从另一个角度——MIMO 的复用增益 (Multiplexing Gain, 又称为自由度, Degree of Freedom) 分析认知 MIMO 的信道容量。考虑认知 MIMO X 信道模型^[86] (见图 4-49): 该信道模型与上文认知 MIMO 信道模型的区别在于强化了授权网络和 CR 网络之间的协作能力, 接收机可以同时接收来自两个系统的信息, 模型名称中的 “X” 很形象地说明了这一特征。在图 4-49 中接收信息区分为 $m_{PP}, m_{CP}, m_{PC}, m_{CC}$; 另外还可以考虑接收机侧的认知 MIMO X 信道场景 (见图 4-49 (b)), CR 接收机将 m_{PP} 作为先验信息。

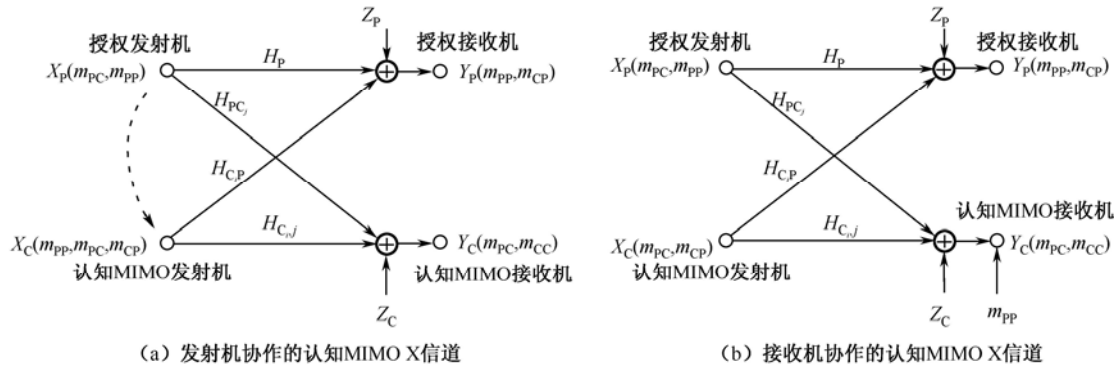


图4-49 认知MIMO X信道模型

假设授权网络和 CR 网络收发机的天线个数均为 M , 给出认知 MIMO X 信道的复用增益

$$\eta = \frac{3}{2} M$$

与不具有认知功能的传统 MIMO X 信道的复用增益 $(4/3)M$ 相比，认知 MIMO X 信道的复用增益有了一定提升^[86]。

2. 认知MIMO中的频谱检测技术

如 4.5.1 节所述，认知 MIMO 中的频谱检测由于采用接收分集，能够获得比单天线频谱检测技术更优的性能。认知 MIMO 的频谱检测场景如图 4-50 所示：CR 接收机中的频谱检测器有 M 根天线，授权发射机为单天线，授权发射信号 $s(n)$ 到每根 CR 检测天线之间的信道传输函数 h_i ($i=1,2,\cdots,M$) 独立同分布。

采用等增益合并的 CR 能量检测的检测统计量表示为

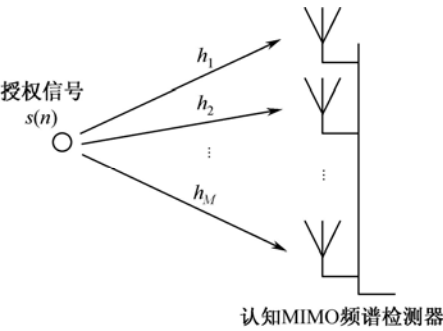


图4-50 认知MIMO中的频谱检测场景

$$Y = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M |r_i(n)|^2 \tag{4-69}$$

式中， r_i 为第 i 根天线的接收信号，假设二元模型为

$$r_i(n) \begin{cases} h_i s(n) + n_i(n), & H_1 \\ n_i(n), & H_0 \end{cases} \tag{4-70}$$

式中， n_i 为授权信号到 CR 检测器第 i 根天线之间的信道的加性高斯白噪声。由式 (4-70) 看出，在 H_0 假设下，认知 MIMO 等增益合并的能量检测统计量符合自由度 $2MN$ 的中心 χ^2 分布。由此得到采用接收分集的检测算法的虚警概率

$$P_f = \frac{\Gamma(MN, \lambda/2)}{\Gamma(MN)} \tag{4-71}$$

式中， λ 为检测门限。文献[89]分析比较了采用接收分集的频谱检测与单天线频谱检测的性能。当信道质量恶化至 SNR=0 dB 时，单天线频谱检测概率只能达到 0.1 左右，实际上已经无法正确检测；而采用接收分集的检测概率能够保持在 0.7 左右，检测性能提升明显。

此外，文献[87]分析认知 MIMO 中接收分集检测技术的性能，并给出在等增益合并和选择式合并算法中检测概率和虚警概率的表达式；文献[88]分析接收分集检测在降低互干扰方面的增益；文献[89]给出等增益合并算法下认知 MIMO 频谱检测的性能分析，绘出该场景下的 ROC 曲线；文献[90]针对认知 MIMO 场景，从系统级层面提出了一种并行多解析度频谱检测算法，寻求天线个数、检测带宽和 FFT 长度之间的折中，有效降低检测的信号处理时延。但目前在认知 MIMO 的检测技术方面仍有很多问题尚未解决，包括不同接收分集算法下能量检测的性能增益，以及认知 MIMO 中对其他物理层检测算法的研究。这些方面的研究有可能成为下一阶段认知 MIMO 的研究热点。

3. 认知MIMO中的波束成形技术

在多天线系统中，波束成形 (Beamforming) 是实现智能天线的主要技术。波束成形的原理是根据估计到的信号波达方向 (Direction of Arrival, DOA)，对天线阵列的每个阵元的功率增益进行加权处理。当阵列权值向量与阵列响应向量匹配时，天线阵列的增益最大，阵列响应向量由 DOA 确定。波束成形可以简单理解为：天线阵列对 DOA 形成指向性波束，而在其他方向上的增益较低^[2]。其作用相当于一个空域滤波器，只有在特定入射方向上的信

号被放大，而其他方向入射的信号被衰减。

目前在认知 MIMO 的波束成形领域中，研究热点包括自适应波束成形（Beamforming Adaptation, BA），以及波束成形与其他算法的联合优化算法。以下简介这两种技术。

(1) 自适应波束成形（BA）

在传统 MIMO 中，BA 要求能够根据干扰和信道状态的变化，自适应地调整天线阵列权值向量。信道状态的变化在 CRN 环境中显得尤为突出。传统频谱切换环境中的 BA^[91]主要考虑 FDD 系统，其信道状态的变化由频谱切换以及上下行频率不同而造成；然而对于工作在 TV 频段的 IEEE 802.22 系统来说，由于采用认知无线电技术，频谱切换时间间隔短，而且切换前后的频率差异远远大于 FDD 系统中的切换频谱差异。如果在 IEEE 802.22 系统中采用传统 BA 算法，频谱切换前后的天线阵列权值向量产生的 DOA 偏移将造成系统性能严重恶化，极端情况下可能导致频谱切换后的波束在 DOA 上被完全抑制，以致接收机无法正常接收信号^[92]。

针对 IEEE 802.22 系统中 BA 面临的问题，文献[92]提出了一种波束合成(Beam Synthesis)方法。这种方法通过对置零约束(Null Constraint)算法^[93]进行修正，并增加对系统天线设计的预处理和置零移位的后处理方法，解决了传统算法在 CRN 环境中存在的 DOA 偏移问题。

(2) 波束成形联合优化

波束成形与其他问题（功率控制、用户调度等）的联合优化^[94-98]是目前认知 MIMO 中的另一个研究热点。通过采用各种算法对天线阵列权值向量和其他约束条件的处理，达到目标函数（如系统吞吐量、传输速率等）的最优化。

本节把这类问题统称为波束成形联合优化问题。首先给出波束成形联合优化问题的一般场景模型，如图 4-51 所示。CR 网络的 BS 是一个多天线收发机，天线个数为 M ；CPE 为单天线，CPE 的总个数为 K 。授权网络的用户设为 L 个单天线收发机。向量 $\mathbf{w}_k=[w_{k,1},w_{k,2},\cdots,w_{k,M}]^T$ 为 BS 到第 k 个 CPE 的天线阵列权值向量。向量 $\mathbf{h}_k=[h_{k,1},h_{k,2},\cdots,h_{k,M}]$ 代表 BS 到第 k 个 CPE 的信道传输函数向量； $h_{k,m}$ 为 BS 的第 m 根天线到第 k 个 CPE 的信道传输函数。矩阵

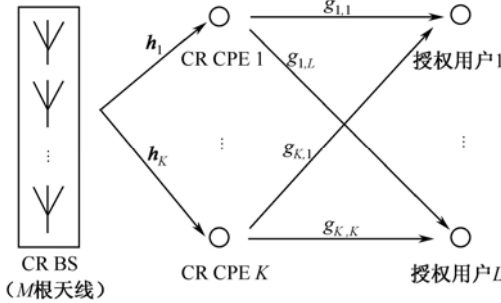


图4-51 波束成形联合优化问题场景模型

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{K,1} & h_{K,2} & \cdots & h_{K,M} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1^T \ \mathbf{h}_2^T \ \cdots \ \mathbf{h}_K^T]^T$$

代表 BS 到各 CPE 的信道传输函数矩阵。 $g_{k,l}$ 为第 k 个 CR CPE 到第 l 个授权用户之间信道的传输函数。

以下对波束成形联合优化问题分类介绍。

首先考虑波束成形与功率控制的联合优化：在满足 CR 网络对授权网络无干扰，且保证 CR 网络的 SINR 要求的条件下，实现 CR 网络总功率最小化：

$$\begin{aligned}
& \min \sum_{k=1}^K P_k \\
& s.t. \quad \text{SINR}_k \geq \gamma, \quad k=1,2,\dots,K \\
& \quad I \leq \lambda
\end{aligned} \tag{4-72}$$

式中, P_k 为第 k 个 CPE 的发射功率; γ 和 λ 分别是 CR 网络自身 SINR 的预设门限和对授权网络的干扰门限; SINR_k 为 k 个 CPE 的信干噪比:

$$\text{SINR}_k = \frac{|h_k w_k|^2 P_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |h_j w_j|^2 P_j + \sum_{l=1}^L |g_{l,m}|^2 P_l + \sigma_k^2}$$

式中, P_l 为第 l 个授权用户的发射功率; σ_k^2 代表加性高斯白噪声。式 (4-72) 中 I 为 CR 网络对授权网络的干扰:

$$I = \sum_{k=1}^K |h_k w_k|^2 P_k$$

针对波束成形与功率控制的联合优化问题, 文献[96]提出了两种解决方案, 一种是加权最小二乘法 (Weighted Least Square), 该算法对传统最小二乘法进行改进, 考虑了认知 MIMO 的无干扰要求; 另一种是采用接入控制的分布式功率限制, 对于性能不佳的 CR 用户, 采用接入控制机制限制其接入网络。性能分析表明这两种方案的功率控制水平接近, 且都能够满足对授权用户干扰低于一定门限。

将对整个 CR 网络的功率控制扩展到考虑每个 CR 用户的功率, 问题就转化为波束成形与功率分配的联合优化问题: 在每个 CR 用户的功率低于一定门限, 且对授权用户干扰低于一定门限的约束条件下, 实现 CR 网络速率和最大化, 或者 CR 用户之间的 SINR 公平性。速率和最大问题表示为

$$\begin{aligned}
& \max R = \sum_{k=1}^K r_k \\
& s.t. \quad P_k \leq \bar{P}_k, \quad k=1,2,\dots,K \\
& \quad I \leq \lambda
\end{aligned} \tag{4-73}$$

式中, r_k 和 \bar{P}_k 分别为第 k 个 CPE 的传输速率和功率限制。

SINR 公平性问题表示为

$$\begin{aligned}
& \max \min_{1 \leq k \leq K} \frac{\text{SINR}_k}{\gamma_k} \\
& s.t. \quad P_k \leq \bar{P}_k, \quad k=1,2,\dots,K \\
& \quad I \leq \lambda
\end{aligned} \tag{4-74}$$

式中, γ_k 为第 k 个 CPE 的预设 SINR 门限值。

针对速率和最大问题的最优方案是最小均方误差判决反馈均衡 (MMSE-DFE)^[97]; 针对 SINR 公平性问题, 文献[97]提出一种线性 MMSE 接收方案, 将式 (4-74) 的多约束条件优化问题分解为多个单约束条件优化问题。

其次考虑波束成形与用户调度联合优化问题。在图 4-51 所示的场景模型中进一步考虑 BS 进行用户调度, 即根据各 CPE 当前信道状态, 选择信道条件最佳的 CPE 进行传输, 进一步提高系统吞吐量。设调度的用户集合为 S , 优化目标为系统吞吐量最大化, 约束条件为 CR 网络总功率受限, CR 用户的 SINR 满足一定门限, 且对授权网络的干扰低于一定门限:

$$\begin{aligned}
\max R &= \sum_{k=1}^K r_k \\
s.t. \quad \text{SINR}_k &\geq \gamma_k, \quad \forall k \in S \\
I &\leq \lambda \\
\sum_{k \in S} P_k &\leq \eta
\end{aligned} \tag{4-75}$$

这里的 I 需要与上文中的 I 相区别，代表被调度的 CR 用户对授权网络的干扰：

$$I = \sum_{k \in S} |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_k|^2 P_k$$

基于上述优化问题，文献[95]提出了一种调度机制，先选择对授权用户正交的 CR 用户，再从中选择相互正交的 CR 用户进行调度。通过与迫零波束成形（Zero-forcing Beamforming）联合优化，该机制能够有效避免对授权网络的干扰。文献[94]提出了一种机会式波束成形技术，性能分析表明，采用这种技术的认知 MIMO 系统能够获得比文献[95]更佳的系统吞吐量性能。

除了上面介绍的各种波束成形联合优化问题之外，文献[98]还讨论了信道状态信息（Channel State Information, CSI）只有部分反馈的情况。若设 $\mathbf{h} \sim N(\mathbf{h}_0, \mathbf{R})$ ，即 \mathbf{h} 服从期望为 \mathbf{h}_0 ，方差为 \mathbf{R} 的正态分布，则可将 CSI 部分反馈分为两类：均值反馈和方差反馈，前者的 CSI 反馈信息为 \mathbf{h} 的均值 \mathbf{h}_0 ；后者的 CSI 反馈信息为 \mathbf{h} 的方差 \mathbf{R} 。文献[95]分析了部分反馈信息环境中的波束成形与功率控制联合优化问题。部分反馈信息环境中其他波束成形联合优化问题值得进一步研究。

4.5.3 认知MIMO传输系统实例

以上介绍的是认知 MIMO 中的各种技术与算法。本节介绍一个针对 IEEE 802.22 系统场景的认知 MIMO 传输系统设计实例^[99]。考虑到 IEEE 802.22 系统信道的相关时间大，多普勒频移小，信道传播特性相对稳定，故采用闭环 MIMO 传输机制。在闭环 MIMO 中，减少传输的反馈信息数据是提高系统吞吐量的关键。本节介绍的认知 MIMO 传输机制能够在保证误比特率的前提下，减少反馈信息传输。

认知 MIMO 传输系统框图如图 4-52 所示。发射端生成调制符号后，进行基于码本的 Grassmannian 波束成形技术^[100]。Grassmannian 波束成形将一些预设的阵列权值向量存入码本，接收端根据当前的信道状态选择最优的阵列权值向量 \mathbf{w} ，即

$$\mathbf{w} = \arg \max_{\mathbf{x}_i \in F} \|\mathbf{H} \mathbf{x}_i\|^2 \tag{4-76}$$

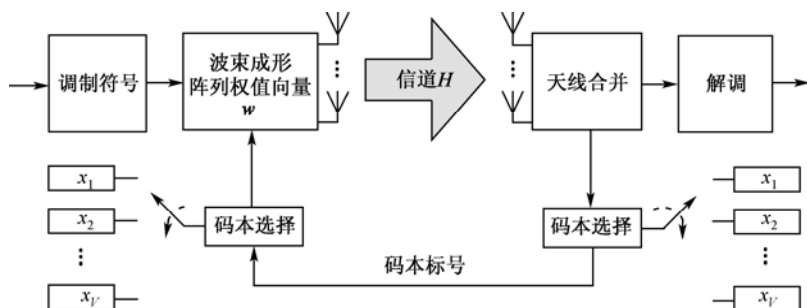


图4-52 采用Grassmannian波束成形技术的认知MIMO传输系统框图

式中， \mathbf{H} 为信道传输函数矩阵， $\mathbf{x}_i(i=1,2,\cdots,V)$ 为码本中的阵列权值向量。收发两端的码本一致。Grassmannian 波束成形传输的反馈信息不是权值向量 \mathbf{w} 本身，而是其在码本中的标号 i ，从而有效减少反馈信息数据。

除 Grassmannian 波束成形外，这个系统还采用了一系列技术：天线选择能够维持 BER，同时减少反馈信息的传输；反馈周期延长和子载波分组能够针对 IEEE 802.22 系统的信道特性进一步减少反馈信息。下面分别介绍这几种技术。

1. 天线选择

由于某些天线的信道状态很差，并不能对系统性能的提升作出贡献，有必要进行天线选择。在发射天线阵列中选择一部分信道增益高的天线参与波束成形，能够减少反馈信息的传输。设发射天线总数为 M ，从中选择的天线数目为 L ；接收天线总数为 N 。第 c 个子载波上的信道传输函数矩阵 $\mathbf{H}(c)$ 表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{H}(c) &= \begin{bmatrix} h_{1,1}(c) & h_{2,1}(c) & \cdots & h_{M,1}(c) \\ h_{1,2}(c) & h_{2,2}(c) & \cdots & h_{M,2}(c) \\ \vdots & & & \vdots \\ h_{1,N}(c) & h_{2,N}(c) & \cdots & h_{M,N}(c) \end{bmatrix} \\ &= [\mathbf{h}_1(c) \ \mathbf{h}_2(c) \ \cdots \ \mathbf{h}_M(c)]\end{aligned}$$

式中， $h_{m,n}(c)$ 代表第 m 根发射天线到第 n 根接收天线的信道传输函数； $\mathbf{h}_m(c)$ 代表第 m 根发射天线的传输函数向量。对于从 M 根天线中选择 L 根天线的情况，共有 $S=C_M^L$ 个信道矩阵：

$$\mathbf{H}_1(c), \mathbf{H}_2(c), \cdots, \mathbf{H}_S(c),$$

式中，每个信道矩阵由 $\mathbf{h}_m(c)$ 中任选 L 个向量组成。例如 $M=4, L=3$ 时， $S=C_4^3=4$

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_1(c) &= [\mathbf{h}_1(c), \mathbf{h}_2(c), \mathbf{h}_3(c)] \\ \mathbf{H}_2(c) &= [\mathbf{h}_1(c), \mathbf{h}_2(c), \mathbf{h}_4(c)] \\ \mathbf{H}_3(c) &= [\mathbf{h}_1(c), \mathbf{h}_3(c), \mathbf{h}_4(c)] \\ \mathbf{H}_4(c) &= [\mathbf{h}_2(c), \mathbf{h}_3(c), \mathbf{h}_4(c)]\end{aligned}$$

接收机选择具有最高信道增益的天线组合：

$$\bar{s} = \arg \max_{1 \leq s \leq S} \|\mathbf{H}_s(c) \mathbf{w}_v(c)\|^2, \quad s = 1, \cdots, S; v = 1, \cdots, V \tag{4-77}$$

2. 反馈周期延长

IEEE 802.22 系统的信道相关时间很大，通过延长反馈周期进一步减少反馈信息。信道的最大反馈周期 ETP_{\max} 由相关时间确定：

$$\text{ETP}_{\max} = \frac{T_{\text{coherence}}}{T_{\text{sym}}} \tag{4-78}$$

式中， $T_{\text{coherence}}$ 为信道的相关时间， T_{sym} 为 OFDM 符号时间。根据 IEEE 802.22 标准计算出的 IEEE 802.22 信道最大反馈周期为

$$\text{ETP}_{\max} \leq 1\ 250$$

也就是说，由式（4-78）计算出的反馈周期最大可达 1 250 个 OFDM 符号时间。考虑到 IEEE 802.22 标准规定最小检测周期为 5 ms，MIMO 信息的反馈周期不应超过检测周期，故

在实际 IEEE 802.22 系统中设定 ETP_{\max} 为 16 个 OFDM 符号时间左右。

3. 子载波分组

为了进一步减少反馈信息的传输，除了在时域延长反馈周期之外，还应在频域进行子载波分组，减少子载波标号的传输开销。子载波分组大小 GSC 由信道的相关带宽 $B_{\text{coherence}}$ 和子载波宽度 Δf 确定：

$$GSC = \frac{B_{\text{coherence}}}{\Delta f} \tag{4-79}$$

根据 IEEE 802.22 标准计算出 GSC 在 2 到 20 个子载波之间。

文献[99]在信道模型和 OFDM 参数均符合 IEEE 802.22 标准的情况下，将这种闭环 MIMO 传输系统的 BER 和频谱效率与基于空时块码 (Space Time Block Code, SBTC) 的开环 MIMO 系统进行了比较。分析表明，在各水平信噪比下，闭环 MIMO 的 BER 均优于开环 MIMO 10 dB 以上；频谱效率方面，尽管闭环 MIMO 需要反馈信息，而开环 MIMO 无需反馈信息，但是由于闭环 MIMO 采用了多种减少反馈信息的技术，加之 BER 性能更优，因此在频谱效率方面还是优于开环 MIMO。

4.6 认知无线电的链路自适应技术

Mitola 提出的认知环概念里，“行动 (Act)”是认知周期中必不可少的一环。链路自适应 (Link Adaptation, LA) 技术无疑是对“行动”概念的最佳实现方案之一。在认知无线电环境中授权网络与 CR 网络存在互干扰，使得 CR 网络的链路自适应不单要考虑自身信道状态的变化，更要顾及对授权网络的保护。因此，链路自适应技术也是认知无线电研究的重要方向之一。

目前在认知无线电的链路自适应技术方面的研究多为新近一两年的成果，数量不多。本节采撷其中的精华，希望为读者拓宽思路。

4.6.1 概述

链路自适应能够跟踪信道状态的变化，动态调整传输参数（包括发射功率、调制方式、编码方式与速率等），实现频率利用率和传输速率的最大化，提高系统吞吐量。链路自适应需要设定一个信道状态信息 (CSI)，CSI 可以使用物理层的信噪比 (SNR) 或信干噪比 (SINR) 指标，或链路层的误包率 (PER) 指标。链路自适应虽然针对物理层的传输参数进行调整，但机制并不局限于物理层，也可能需要跨层配合^[101]：物理层提供发射功率和调制编码等传输参数；链路层提供一条可靠的链路，用来在传输参数变化时通知接收机和发射机；网络层则提供其他用户的信息，防止本用户传输参数变化对其他用户造成影响。

在认知无线电的研究中，链路自适应无疑具有十分重要的意义。在 Mitola 的“认知环”^[102]里，“行动”的实现方式之一就是链路自适应技术；Haykin 的开创性文章^[5]也将链路自适应技术作为认知无线电的三大主要研究任务之一进行重点阐述。和传统链路自适应技术相比，认知无线电的链路自适应不仅仅关注自身吞吐量的最大化，更要保证传输参数的变化不会影响授权网络的正常工作。由此可见，认知无线电的链路自适应是一个富有挑战性

的研究领域。

在本节中，将认知无线电的链路自适应技术分为两类：一类是 4.6.2 节讨论的时域链路自适应 (Time Domain Link Adaptation, TDLA)，主要指根据信道的时变特性及相关性能参数，自适应地调整发射功率、调制编码方式。在认知无线电环境中，可以使用干扰温度作为 CSI 指标，以达到 CR 网络链路自适应同时保证对授权网络无干扰的目标；另外一类是时频域链路自适应 (Time-Frequency Domain Link Adaptation, TFDLA)，这类技术考虑认知 OFDM 的大量应用，综合时域、频域上的信道变化特性进行链路自适应设计。4.6.3 节主要讨论在认知 OFDM 中自适应地分配功率和数据比特的方法。

4.6.2 认知无线电的时域链路自适应 (TDLA)

1. TDLA原理

认知无线电传输信道具有比一般无线信道更加严重的时变性，这是由 CRN 的特性决定的。一般无线信道的时变性主要由信道的快衰落和慢衰落导致，而认知无线电的动态频谱接入不断切换工作频率，从而加剧信道的衰落，导致 CRN 信道状态的时变性更加复杂。因此，认知无线电的 TDLA 尤为重要。

TDLA 主要针对信道 CSI 的时变特性自适应调整发射功率、调制编码方式。图 4-53 说明了 TDLA 的流程：首先由发射机确定初始发射功率和调制编码方式；然后，接收机对 CSI 统计判决，当 CSI 统计量（例如 PER）低于要求的门限值时，则选择更可靠的调制编码方式，当 CSI 统计量高于要求的门限值时，则选择更高效的调制编码方式。调制编码方式的改变通过反馈信道同步通知收发机两端；收发机收到调制编码方式变化的消息后，就使用新的调制编码方式进行传输。由于提高发射功率可能对授权网络造成干扰，所以只有当最可靠的调制编码方式在当前信道状态下仍然无法满足要求的 CSI 统计量门限值时，发射机才会提高发射功率来保证传输可靠性。

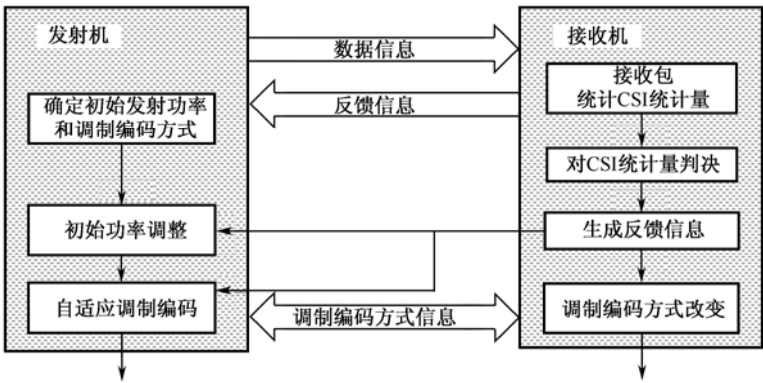


图4-53 TDLA流程

下面以一种基于解调错误数或译码迭代数的 TDLA 机制^[103]为例，介绍 TDLA 的具体流程。这种 TDLA 的 CSI 统计量没有选择普遍采用的 SNR 或者 PER，而选择了接收机解调和译码过程中使用的两个统计量：解调错误数或译码迭代数。解调错误数是指一个正确译码的数据包在解调输出后的比特错误数；译码迭代数是指正确译码的数据包的平均译码迭代次数。

这两个统计量的变化趋势都与信道质量成反比，所以在实际应用中可以看成两者等价。使用这样的统计量，能够减小反馈信令开销，也不需要采用训练序列等方式进行信道估计。信道模型设定为慢衰落信道，这种设定不会对 TDLA 机制的时延造成影响^[103]。

(1) 调制编码组合

设序列 $\{M_j: 1 \leq j \leq n_m\}$ 代表 n_m 种调制方式；序列 $\{C_j: 1 \leq j \leq n_c\}$ 代表 n_c 种编码方式。序列 $\{D_k: 1 \leq k \leq n\}$ 代表调制编码方式的组合，考虑到有些组合可能未被使用， $n \leq n_c n_m$ 。这 n 种调制编码组合以传输速率由小到大排列： $r_1 < r_2 < \dots < r_n$ 。

为了研究自适应调制编码方式带来的系统性能提升，选择如下几种调制编码组合：调制方式为三种，即 16QAM、QPSK 和 4 096-QB（同相-正交相位双正交，Inphase-Quadrature Biorthogonal）调制^[103]；编码方式为四种，速率分别为 $r_1=0.2, r_2=0.4, r_3=0.6$ 和 $r_4=0.8$ 的 Turbo 码。三种调制方式和四种编码方式两两组合，得到 12 种调制编码方式组合。表 4-10 给出这 12 种组合的性能限。 A_c 代表保证这种组合可靠传输的码片信噪比（CENR）的最小值，单位为 dB。当 $CENR > A_c$ 时，这种调制编码方式组合的误码率基本可以忽略；当 $CENR < A_c$ 时，误码率接近 1。

表 4-10 三种调制方式和四种编码方式的组合的性能限 A_c /dB

	4 096-QB	QPSK	16QAM
$r = 0.2$	-8.83	-4.95	-0.51
$r = 0.4$	-6.78	-1.22	3.76
$r = 0.6$	-5.30	1.46	6.95
$r = 0.8$	-3.79	4.04	10.21

通过表 4-10 可以看出，如果只选择一种调制方式，调整编码速率只能保证 5~10 dB 的信道 CENR 变化范围；如果采用自适应调制编码，则可获得约 19 dB 的 CENR 变化范围。这就是自适应调制编码带来的增益。如果不使用自适应调制编码，只靠提高发射功率来获得 19 dB 的增益，将会对其他用户和授权网络造成严重的干扰。

在实际传输过程中，除了要分析每种调制编码组合的抗噪声性能外，还要关注这些组合的吞吐量性能。图 4-54 给出了 12 种调制编码组合在不同 CENR 下的吞吐量曲线。值得注意的是，有两个调制编码组合 {16QAM, $r=0.236$ } 和 {16QAM, $r=0.325$ }，与采用了较低阶调制 QPSK 的调制编码组合 {QPSK, $r=0.793$ } 相比，其吞吐量性能反而下降，因此在实际的自适应调制编码中并不采用这两种组合。这也正是 $n \leq n_c n_m$ 的原因所在。

(2) 初始功率调整

收发机开始每次传输会话之前，为了确定发射功率的大致范围，要先进行初始功率调整。当发射功率确定，传输会话开始后，信道状态的变化主要由自适应调制编码负责补偿。初始功率调整的过程中，发射功率的波动可能对其他用户和授权网络造成干扰，因此要求初始功率调整必须在极短的时间内完成。

初始功率调整的过程如图 4-55 所示：发射机发出测

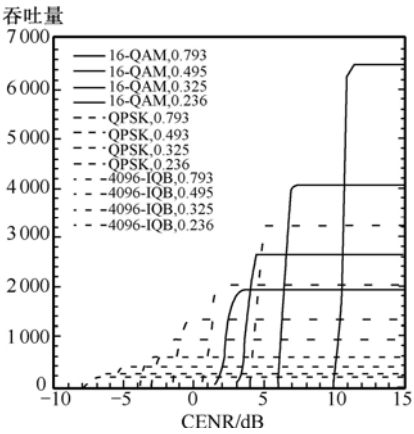


图4-54 12种调制编码组合的吞吐量

试包，接收机若将该包正确接收，则统计解调错误数，写入 ACK 消息中，向发射机传回。将解调错误数可能出现的范围划分为若干区间： $[\mu_i, \mu_{i+1})$ ，其间隔点为 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N$ 。发射机通过判断 ACK 消息传回的解调错误数的值落在哪个区间中，就可以确定下一个包的发射功率是提高还是降低。功率变化的步长确定，设为 β_0 dB。

初始功率调整的过程中，可能出现测试包因功率过低而未被接收机正确接收的情况。此时接收机会向发射机传回 NACK 消息。若第一次测试包未正确接收，发射机会自动将发射功率提高 β_1 dB；第二次之后的包未正确接收，可能是由于上次调整降低了发射功率，或是信道质量突然恶化导致，那么发射机会将发射功率提高 β_2 dB。 $\beta_0 < \beta_2 < \beta_1$ 。为了使功率调整尽快结束，设置一个计数器 c_s 。功率调整开始时设定为 0，一次测试完成后，若功率水平未发生变化，则 c_s+1 。当 c_s 达到预设的最大测试次数时，初始功率调整结束。仿真表明，初始功率调整一般只要使用传输会话开始后的 6~8 个包就可以完成。对于大容量（如 1 MB 以上）数据来说，初始功率调整对其他用户和授权网络的干扰可忽略^[103]。

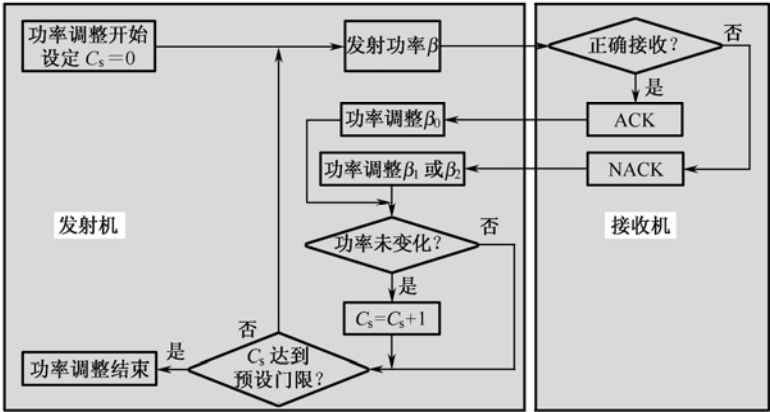


图4-55 初始功率调整流程

（3）自适应调制编码

初始功率调整结束后，自适应调制编码将贯穿整个传输会话。自适应调制编码的过程如图 4-56 所示。接收机正确接收数据包，在 ACK 消息中写入解调错误数或译码迭代数的统计量。将统计量可能出现的范围划分为三个区间：

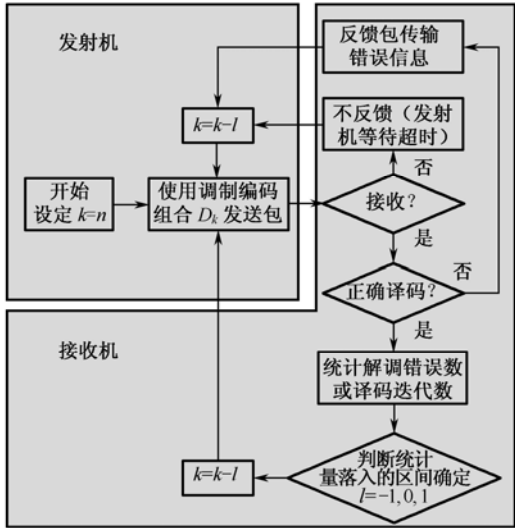


图4-56 自适应调制编码流程

量。将统计量可能出现的范围划分为三个区间： $(-\infty, \gamma_1], [\gamma_1, \gamma_2], (\gamma_2, -\infty)$ 。对于使用调制编码组合 D_k 的第 i 个包的统计量 z_i ，针对统计量落入的不同区间分别对第 $(i+1)$ 个包的调制编码组合做出调整：

$$D(i+1) = \begin{cases} D_{k+1}, & z_i \in (-\infty, \gamma_1) \\ D_k, & z_i \in (\gamma_1, \gamma_2) \\ D_{k-1}, & z_i \in (\gamma_2, -\infty) \end{cases}$$

在 CRN 的工作过程中，自适应调制编码统计量区间的间隔点 γ_1 和 γ_2 可以通过学习过程不断调整。将统计量区间分为设计区间和调整区间：前者是系统设计时预先设定的区间，后者是系统工作过程中不断进行调整变化的区间。表 4-11 列出前文 10 种调制编码组合的设计区

间。其中 $\gamma(EC)$ 和 $\gamma(IC)$ 分别代表解调错误数和译码迭代数的设计区间。

表 4-11 10 种调制编码组合的统计量设计区间

调制编码组合	$\gamma_1(EC)$	$\gamma_2(EC)$	$\gamma_1(IC)$	$\gamma_2(IC)$
D_1	746	4 096	4	32
D_2	493	744	3	12
D_3	165	491	3	15
D_4	61	163	3	10
D_5	74	899	4	15
D_6	493	744	3	12
D_7	165	491	3	18
D_8	59	163	3	15
D_9	165	499	3	20
D_{10}	0	163	0	20

以上介绍了 TDLA 的基本原理。各种 TDLA 的原理是类似的，都是通过对某种 CSI 统计量的判决，对下一个包的发射功率和调制编码方式作出调整。下面介绍一种新颖的认知无线电 TDLA 机制，其新颖之处在于将认知无线电特有的“干扰温度”作为 TDLA 的 CSI 指标，避免对授权网络的干扰。

2. 基于干扰温度的TDLA

本节介绍认知无线电利用干扰温度进行链路自适应的方法^[104]。干扰温度的概念是见 3.5.1 节。基于干扰温度的 TDLA 保证 CRN 链路自适应的过程中不对授权网络造成干扰。

(1) 系统模型与工作场景

设定的 CRN 工作场景如图 4-57 所示。图中 f_c 和 B 分别代表 CR 网络和授权网络的载波频率和带宽（假设 CR 网络和授权网络的载波频率相同，带宽相等）； d_1 代表 CR 发射机和授权用户之间的距离， d_2 代表 CR 发射机和 CR 接收机之间的距离。一般地， $d_1 > d_2$ 。

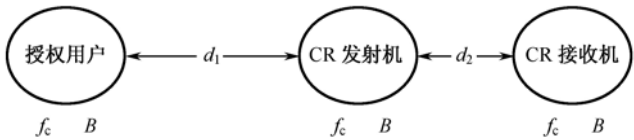


图4-57 CRN工作场景

首先简要回顾干扰温度模型。干扰温度 T_1 定义为

$$T_1(f_c, B) = \frac{P_1(f_c, B)}{kB} \tag{4-80}$$

式中， f_c 和 B 的单位为 Hz； P_1 为干扰的平均功率，单位为 W； k 为玻耳兹曼常数 1.38×10^{-23} J/K。利用干扰信号的功率谱密度 $S(f)$ 将式（4-80）变换为

$$T_1(f_c, B) = \frac{1}{B^2 k} \int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} S(f) df \tag{4-81}$$

假设 CR 用户能够确定不对授权网络接收机造成干扰的干扰温度限 T_L ，那么根据下式

$$T_1(f_c + B) + \frac{MP}{kB} \leq T_L(f_c) \quad (4-82)$$

可得到 CR 用户的最大发射功率

$$P_{\max} = \frac{Bk}{M} [T_L(f_c) - T_1(f_c, B)] \quad (4-83)$$

式中, M 代表 CR 发射机和授权接收机之间由于多径衰落和路径损耗造成的乘性衰减 (multiplicative attenuation), $0 < M < 1$ 。将 P_{\max} 与 CR 用户的平均干扰功率相比, 得到 CR 用户的信干噪比

$$\text{SINR} = \frac{L(T_1(f_c) - T_1(f_c, B))}{MT_1(f_c, B)} \quad (4-84)$$

式中, L 与 M 类似, 代表 CR 发射机与 CR 接收机之间的乘性衰减。

(2) 基于干扰温度的 TDLA 流程

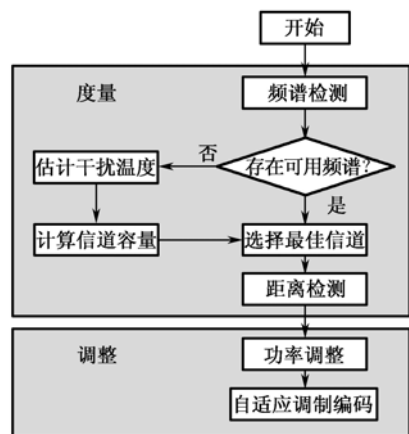


图4-58 基于干扰温度的TDLA流程

基于干扰温度的 TDLA 流程如图 4-58 所示, 包括度量与调整两大部分。度量分为两步: 频谱检测与距离检测。频谱检测此处不再赘述, 读者请参阅第 3 章。距离检测的目的是确定 CR 发射机与授权网络之间的距离 d_1 , 以便于在调整过程中确定 CR 的发射功率。这里信道采用 AWGN 模型, 不考虑多径衰落的影响。下面介绍距离检测的实现。

设授权网络的信号为 $i(t)$, CR 用户发射机接收到该信号, 记为 $s(t)$

$$s(t) = PL \times i(t) + n(t) \quad (4-85)$$

式中, $n(t)$ 代表噪声, PL 代表授权用户到 CR 发射机之间的路径损耗

$$PL[\text{dB}] = PL(d_0) + 10\gamma \lg(d_0 / d_1) \quad (4-86)$$

式中, γ 是路径损耗指数; d_0 为近地参考距离。由于 CR 用户已知授权网络的发射功率, 因此可以通过式 (4-86) 计算出授权用户到 CR 发射机之间的距离 d_1 。将这个由 CR 用户计算出的距离记为 d_1' 。

调整同样分为两步: 初始功率调整与自适应调制编码。初始功率调整要用到上一步距离检测得到的距离值 d_1' 。由 CR 用户的最大发射功率和授权网络 SINR 的表达式, 见式 (4-87) 和式 (4-88), 不考虑多径衰落的影响, 则 L 和 M 都被忽略, 就可以通过 d_1' 计算出 CR 用户的最大发射功率 $P_{\max, \text{CR}}$, 即

$$P_{\max, \text{CR}} = BkT_{L, \text{PU}}(f_c) \times (d_1' / d_0)^\gamma \quad (4-87)$$

$$\text{SINR}_{\text{PU}} = \frac{[T_{L, \text{PU}}(f_c) - T_{L, \text{PU}}(f_c, B)]}{T_{L, \text{PU}}(f_c, B)} \quad (4-88)$$

式中, $T_{L, \text{PU}}$ 表示由授权网络估计出的干扰温度值。

最后是自适应调制编码过程。CR 用户的 SINR 由最大发射功率 $P_{\max, \text{CR}}$ 和 CR 用户估计出的干扰温度值 $T_{L, \text{CR}}$ 计算得出。 $P_{\max, \text{CR}}$ 在初始功率调整中确定, $T_{L, \text{CR}}$ 在度量部分通过距离检测的信号 $s(t)$ 得到。在计算出 SINR_{CR} 后, 自适应地调整 CR 用户的调制编码方式, 以获得最大的吞吐量。

对基于干扰温度的 TDLA 的计算机性能仿真分析表明, 该机制能够实现 CR 网络吞吐量最大化, 同时授权网络由于 CR 网络干扰而导致的 BER 恶化不超过 1 dB^[104]。

4.6.3 认知OFDM的链路自适应

如 4.1.1 节所述, OFDM 的链路自适应能力是 OFDM 适用于认知无线电传输技术的重要优势之一。OFDM 不同子载波上的信道状态差异很大, OFDM 链路自适应通过对不同子载波 CSI 的统计判决, 在各子载波上分配不同大小的功率和不同数量的比特, 从而提高系统吞吐量。目前, 对 OFDM 的功率和比特分配算法的研究已经比较深入。理想情况下注水算法可以视为最优分配算法^[105]; 在实际中, 针对分配的比特值离散的问题提出了一系列算法, 包括 Hughes-Hartogs 算法^[106]、Chow 算法^[107]、Fischer 算法^[108]、Czylwik 算法^[109]等。

认知 OFDM 的链路自适应, 特殊性在于 CR 网络与授权网络之间的互干扰问题。若在认知 OFDM 中只考虑提高自身系统容量的传统功率和比特分配算法, 可能造成对授权网络的严重干扰。本节主要讨论认知 OFDM 中功率和比特分配的一些算法, 并对它们的性能进行分析比较。

1. 理想功率和比特分配算法

首先讨论认知 OFDM 中的理想功率和比特分配算法。该算法保证对授权网络干扰低于一定门限, 同时实现认知 OFDM 系统吞吐量最大化。由于假设分配的功率值和比特数都是连续的, 故称其为理想算法。假设在认知 OFDM 系统中, 每个子载波上只考虑平坦衰落, 且发射端已知瞬时衰落增益。根据 Shannon 信道容量公式可知, 第 i 个子载波上的传输速率 R_i 为

$$R_i(P_i, h_i) = \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{h_i P_i}{\sigma^2 + J_i} \right) \quad (4-89)$$

式中, P_i 和 h_i 为该子载波上的发射功率和衰落增益; Δf 为子载波频率宽度; σ^2 为噪声的单边功率谱密度; J_i 代表授权网络对该子载波的干扰。理想功率和比特分配算法在保证对授权网络的干扰低于一定门限的前提下, 实现 CR 网络吞吐量最大化:

$$\begin{aligned} C &= \max_{P_i} \sum_{i=1}^N R_i(P_i, h_i) \\ \text{s.t.} \quad &\sum_{i=1}^N I_i(d_i, P_i) \leq I_{\text{th}} \end{aligned} \quad (4-90)$$

式中, I_{th} 为授权网络要求的干扰门限; CR 网络在第 i 个子载波上对授权网络造成的干扰为^[25]

$$I_i(d_i, P_i) = P_i T_s \int_{d_i - B/2}^{d_i + B/2} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 df \quad (4-91)$$

式中, d_i 代表 CR 网络的工作频率与授权网络的工作频率之间的距离; T_s 为符号时间。对式 (4-90) 使用 Lagrange 乘子法, 得到第 i 个子载波上的发射功率最优解

$$P_i^* = \frac{1}{\lambda K_i} - \frac{\sigma^2 + J_i}{h_i} \quad (4-92)$$

式中

$$K_i = T_s \int_{d_i - B/2}^{d_i + B/2} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 df \quad (4-93)$$

式中, B 为授权网络传输带宽; λ 为 Lagrange 乘子, 可通过式 (4-94) 得到

$$\sum_{i=1}^N I_i(d_i, P_i^*) \leq I_{th} \quad (4-94)$$

需要注意的是, 通过式 (4-92) 计算出的 P_i^* 有可能是负值, 此时对于具有最高负功率值的子载波, 将其功率值置零, 然后对其他子载波继续分配功率, 如此迭代直至每个子载波都分配了功率。

文献[25]将目前传统 OFDM 传输系统中主流的两种功率和比特负载分配算法——注水算法^[105]和功率平均分配算法^[110]应用于认知 OFDM 环境, 这两种算法没有考虑认知无线电环境中对授权网络的干扰, 为了应用于 CR 网络, 可以考虑对这两种算法增加干扰门限。限于篇幅, 本节不讨论这两种算法的修正算法, 读者可以参阅文献[25]。

2. 离散比特分配算法

认知 OFDM 理想功率和比特分配算法所分配的功率值和比特数都是连续的, 然而在实际的 OFDM 传输系统中, 一系列调制编码组合只能确定一组固定的传输速率, 也就是说, 实际分配的比特数是离散的, 理想功率和比特分配算法并不适用。传统 OFDM 传输系统中已经针对离散比特分配算法进行了很多研究, 比较著名的有 Hughes-Hartogs 算法^[106]和 Chow 算法^[107]等。在应用于认知 OFDM 传输系统时, 这些算法未考虑干扰受限的问题, 需要对其加以修正, 使其满足对授权网络无干扰的要求。下文首先介绍一种认知 OFDM 中的离散化理想比特分配算法, 然后探讨对 Hughes-Hartogs 算法和 Chow 算法在认知无线电环境下的修正。

(1) 离散化理想比特分配算法

离散化理想比特分配算法的主要思路是: 将理想比特分配算法得到的比特数离散化。将干扰受限条件下的比特分配算法建模为: 在给定的传输速率 R_{spec} 和给定的误比特率门限 BER_{spec} 的条件下, 使 CR 网络对授权网络的干扰最小:

$$\begin{aligned} \min_{R_i \in R} \quad & \sum_{i=1}^N I_i(d_i, P_i(R_i)) \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{i=1}^N R_i = R_{\text{spec}} \\ & \text{BER}_i(P_i, R_i, h_i) \leq \text{BER}_{\text{spec}} \end{aligned} \quad (4-95)$$

式中, d_i 为 CR 网络的工作频率与授权网络的工作频率之间的频率距离, $P_i(R_i)$ 为第 i 个子载波传输速率为 R_i 时的发射功率, h_i 为该子载波的信道增益; R 代表各种调制编码组合的传输速率的集合; BER_i 为第 i 个子载波传输速率为 R_i 时的误比特率^[110]

$$\text{BER}_i = 0.2 \exp \left[\frac{-1.6 P_i h_i}{(\sigma^2 + J_i)(2^{R_i} - 1)} \right] \quad (4-96)$$

使用 Lagrange 乘子法得到式 (4-95) 的最优解:

$$\begin{aligned} R_i = \frac{R_{\text{spec}}}{N} + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2 \left[\frac{-K_i \ln(5\text{BER}_{\text{spec}})(\sigma^2 + J_i) \ln 2}{1.6 \times h_i} \right] \\ + \log_2 \left[\frac{-1.6 h_i}{K_i \ln(5\text{BER}_{\text{spec}})(\sigma^2 + J_i) \ln 2} \right] \end{aligned} \quad (4-97)$$

然后对计算出的 R_i 进行修正, 将其修正为集合 R 中与其最接近的值, 设为 R_{qi} 。定义速率差值 $\Delta R_i = R_i - R_{qi}$ 。计算 $\sum_{i=1}^N R_{qi}$, 若其值大于 (小于) R_{spec} , 则有最大 (最小) 速率差值 ΔR_i 的子载波的传输速率可以增加 (减小), 如此迭代, 直至 $\sum_{i=1}^N R_{qi} = R_{\text{spec}}$ 时停止。

离散化理想比特分配算法得到的是次优解。这是由于式 (4-95) 是一个组合优化 (Combinatorial Optimization) 问题, 难于求解。因此首先假设该最优化问题中的 R_i 值连续, 求解得到式 (4-97) 之后将这个 R_i 值修正为集合 R 中与其最接近的值。从而得到这个组合优化问题的一个次优解法。

(2) 修正 Hughes-Hartogs 算法

传统 Hughes-Hartogs 算法是经典的贪婪算法。该算法先将各个子载波的比特数置零, 然后将所有待分配的比特依次分配给相应的子载波。每次分配时, 首先找到增加 1 比特时所需要增加功率最小的子载波, 然后将该子载波的比特数目增加 1。如此迭代直至所有的比特被分配完。在认知无线电环境中, 将传统 Hughes-Hartogs 算法 “需要增加功率最小” 的条件修正为 “对授权网络干扰最小”。修正算法的流程如下:

① 将各个子载波的比特数置零。

② 将所有待分配的比特依次分配各相应的子载波。每次分配时, 找到增加 1 比特对授权网络造成干扰最小的子载波, 将该子载波的比特数目增加 1。

③ 如此迭代, 直至所有的比特被分配完。

修正 Hughes-Hartogs 算法在认知无线电环境中能够实现功率和比特的最优分配。但是与具有闭式解的离散化理想比特分配算法相比, 该算法需要大量的搜索计算, 计算复杂度较高。

(3) 修正 Chow 算法

传统 Chow 算法根据各个子载波的信道容量来分配比特。它的优化目标是在保证目标误比特率的前提下, 使系统的余量最大。该算法通过迭代过程, 逐步分配比特, 同时使系统的余量逐步增大, 直至所有的比特都分配完。Chow 算法设置了一个最大迭代次数, 以保证算法的收敛速度。同 Hughes-Hartogs 算法相比, Chow 算法的复杂度大大降低。本节首先描述传统的 Chow 算法流程, 然后再对其进行修正。

为叙述方便进行以下定义: 噪声门限 γ_{margin} 为满足给定误比特率条件下可容忍的最大噪声值, 迭代次数 IterateCount, 子载波数目 UsedCar, 最大迭代次数 MaxCount, 以及第 i 个子载波上的归一化能量值 $\varepsilon(i)$ 。

传统的 Chow 算法分三个阶段完成: 步骤 1-4 确定使系统性能达到最优的门限 γ_{margin} ; 若在最大迭代次数后算法未能收敛, 需要步骤 5 进行强制收敛; 最后, 步骤 6-7 进行功率调整:

① 初始化 $\gamma_{\text{margin}}=0$; $\varepsilon(i)=1$; IterateCount=0; UsedCar=0;

② $\forall i$, 计算 $R(i)$

$$R(i) = \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}(i)}{\tau + \gamma_{\text{margin}}} \right) \quad (4-98)$$

$\hat{R}(i) = \text{round}[R(i)]$;

$\text{diff}(i) = R(i) - \hat{R}(i)$;

if $\hat{R}(i) = 0$

UsedCar=UsedCar-1;

③ 若 $R_{\text{total}} = \sum_{i=1}^N \hat{R}(i) = 0$ ，则信道状态太差，迭代中断；若 $R_{\text{total}} \neq 0$ ，则计算新的 γ_{margin}

$$\gamma_{\text{margin}} = \gamma_{\text{margin}} + 10 \log_2 \left(2^{\frac{R_{\text{total}} - R_{\text{spec}}}{\text{UsedCar}}} \right);$$

IterateCount=IterateCount+1;

④ 若 $R_{\text{total}} \neq R_{\text{spec}}$ 且 IterateCount<MaxCount，则置 UsedCar=N，返回步骤②；否则，至步骤⑤。若算法在 IterateCount=MaxCount 时未能收敛，则在步骤 5 中实现收敛。

⑤ 若 $R_{\text{total}} > R_{\text{spec}}$ ，则有最小 diff(i)值的子载波上的比特数目减 1，diff(i)加 1。重复这个过程，直到 $R_{\text{total}} = R_{\text{spec}}$ ；若 $R_{\text{total}} < R_{\text{spec}}$ ，则有最大 diff(i)值的子载波上的比特数目加 1，diff(i)减 1。重复这个过程，直到 $R_{\text{total}} = R_{\text{spec}}$ 。

⑥ 调整每个子载波的发射功率，使得每个子载波上（分配零比特的子载波除外）的误比特率在给定的比特分配 $\hat{R}(i)$ 下等于限定的误比特率。

⑦ 调整总发射功率，对每个子载波乘以相同的比例因子，使总发射功率满足给定的发射功率。

下面针对认知无线电环境对 Chow 算法进行修正。修正的出发点是，将比特分配的原则改变为对距离授权网络工作频率远的子载波分配更多的比特，从而尽可能降低对授权网络的干扰。出于这样的考虑，将式（4-98）修正为

$$R(i) = \log 2 \left(1 + \frac{\text{const}(i) \text{SNR}(i)}{\tau + \gamma_{\text{margin}}} \right) \quad (4-99)$$

式中， $\text{const}(i) = (1/k(i)) / \sum_{i=1}^N (1/k(i))$ 。 $k(i)$ 可以看做 CR 网络对授权网络造成干扰的度量。距离授权网络工作频率越近的 CR 网络传输子载波，其 $k(i)$ 值越大。

通过设置最大迭代次数，修正 Chow 算法的复杂度大大降低，但同时不能保证功率和比特分配达到最优。

为了分析比较上文介绍的三种认知 OFDM 离散比特分配算法性能，文献[25]进行了仿真分析。仿真参数设为：符号时间 $T_s = 4 \mu\text{s}$ ，CR 网络子载波宽度 $\Delta f = 0.3125 \text{ MHz}$ ，授权信号带宽 $B = 0.3125 \text{ MHz}$ ，高斯白噪声方差 $\sigma^2 = 10^{-6}$ ，瑞利衰落增益 $h_r = 5 \text{ dB}$ ，授权信号发射功率 $P_{\text{PU}} = 1 \text{ mW}$ 。限定的误比特率为 10^{-7} ， $\tau = 9.8 \text{ dB}$ ，MaxCount=10。

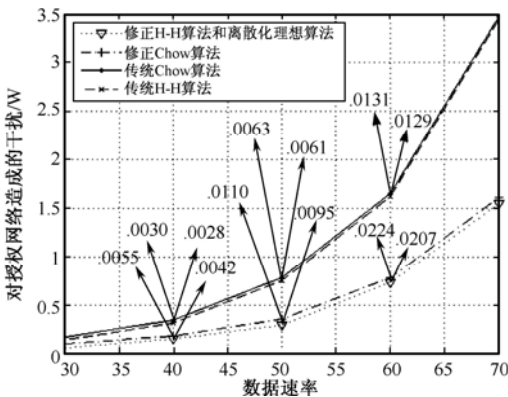


图4-59 几种离散比特分配算法对授权网络造成的干扰

图 4-59 示出了三种认知 OFDM 离散比特分配算法在不同数据传输速率下对授权网络造成的干扰。作为对比，也绘出了传统的 Hughes- Hartogs 算法和 Chow 算法在认知无线电环境下的干扰性能。可以看出，传统 Hughes- Hartogs 算法和 Chow 算法存在对授权网络的较大干扰。在本节介绍的三种算法中，修正 Hughes-Hartogs 算法对授权网络的干扰最小；离散化理想比特分配算法对授权网络的干扰接近最优的修正 Hughes-Hartogs 算法，这是由于离散化理想比特分配算法的

量化误差并未导致性能的下降；修正 Chow 算法对授权网络的干扰略高于前两者。

图 4-59 还标出了在某些传输速率下的功率分配值。同满足功率最小要求的传统 Hughes-Hartogs 算法相比，本节介绍的三种离散功率和比特分配算法分配的功率值要大一些，这是由于考虑到对授权网络的干扰，这三种算法都将尽可能多的功率值分配到距离授权网络工作频率更远的子载波上。

参 考 文 献

- [1] Richard Van Nee Ramjee Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications[M]. Boston London: Artech House, 2000.
- [2] 吴伟陵, 牛凯. 移动通信原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [3] Arslan Hüseyin. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems[M]. Springer, 2007: 470.
- [4] Weiss T. A., Jondral F. K. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency[J]. Communications Magazine, IEEE. 2004, 42(3): 8-14814.
- [5] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2005, 23(2): 201-220.
- [6] Ye Li, Sollenberger N. R. Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference[J]. Communications, IEEE Transactions on. 1999, 47(2): 217-229.
- [7] IEEE Recommended Practice for the Analysis of In-Band and Adjacent Band Interference and Coexistence Between Radio Systems[J]. IEEE Std. 1900.2-2008. 2008.
- [8] Weiss T., Hillenbrand J., Krohn A., Jondral F. K. Mutual interference in OFDM-based spectrum pooling systems[C]. Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th, 2004.
- [9] Brandes S., Cosovic I., Schnell M. Sidelobe suppression in OFDM systems by insertion of cancellation carriers[C]. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd, 2005.
- [10] Yamaguchi H. Active interference cancellation technique for MB-OFDM cognitive radio[C]. Microwave Conference, 2004. 34th European, 2004.
- [11] Shih-gu Huang, Chien-hwa Hwang. Low Complexity Active Interference Cancellation for OFDM Cognitive Radios[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2008. WCNC 2008. IEEE, 2008.
- [12] Cosovic I., Brandes S., Schnell M. Subcarrier weighting: a method for sidelobe suppression in OFDM systems[J]. Communications Letters, IEEE. 2006, 10(6): 444-446.
- [13] Pagadarai S., Rajbanshi R., Wyglinski A. M., Minden G. J. Sidelobe Suppression for OFDM-Based Cognitive Radios Using Constellation Expansion[C]. 2008.
- [14] Markel J. FFT pruning[J]. Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on. 1971, 19(4): 305-311.
- [15] Alves R. G., Osorio P. L., Swamy M. N. General FFT pruning algorithm[C]. Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on, 2000.
- [16] Rajbanshi Rakesh, Wyglinski Alexander M., Minden Gary J. An Efficient Implementation of NC-OFDM Transceivers for Cognitive Radios[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [17] Qiwei Zhang, Kokkeler A. B., Smit G. J. An Efficient FFT For OFDM Based Cognitive Radio On A Reconfigurable Architecture[C]. Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on, 2007.

- [18] Scaffer A. V. Oppenheim And R. W. Discrete-Time Signal Processing (2nd edition)[M]. Prentice Hall, 1999.
- [19] Sorensen H. V., Burrus C. S., Jones D. L. A new efficient algorithm for computing a few DFT points[C]. Circuits and Systems, 1988., IEEE International Symposium on, 1988.
- [20] Sorensen H. V., Burrus C. S. Efficient computation of the DFT with only a subset of input or output points[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on. 1993, 41(3): 1184-1200.
- [21] Rashad I., Budiarjo I., Nikookar H. Efficient Pilot Pattern for OFDM-based Cognitive Radio Channel Estimation - Part 1[C]. Communications and Vehicular Technology in the Benelux, 2007 14th IEEE Symposium on, 2007.
- [22] Budiarjo I., Rashad I., Nikookar H. Efficient Pilot Pattern for OFDM-based Cognitive Radio Channel Estimation - Part 2[C]. Communications and Vehicular Technology in the Benelux, 2007 14th IEEE Symposium on, 2007.
- [23] Fernandez-getino Garcia M., Paez-borralló J. M., Zazo S. Efficient pilot patterns for channel estimation in OFDM systems over HF channels[C]. Communications and Vehicular Technology in the Benelux, 2007 14th IEEE Symposium on, 1999.
- [24] Budiarjo I., Rashad I., Nikookar H. On the Use of Virtual Pilots with Decision Directed Method in OFDM Based Cognitive Radio Channel Estimation Using 2x1-D Wiener Filter[C]. Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference on, 2008.
- [25] Hossain Ekram, Bhargava Vijay K. Cognitive Wireless Communication Networks[M]. Springer, 2007: 440.
- [26] Rajbanshi R., Wyglinski A. M., Minden G. J. Adaptive-Mode Peak-to-Average Power Ratio Reduction Algorithm for OFDM-Based Cognitive Radio[C]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, 2006.
- [27] Dae-woon Lim, Jong-seon No, Chi-woo Lim, Habong Chung. A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction[J]. Signal Processing Letters, IEEE. 2005, 12(2): 93-96.
- [28] Nikookar H., Lidsheim K. S. PAPR reduction of OFDM by random phase updating[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on, 2002.
- [29] Jayalath A. D., Tellambura C. The use of interleaving to reduce the peak-to-average power ratio of an OFDM signal[C]. Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE, 2000.
- [30] Rajbanshi R., Wyglinski A. M., Minden G. J. Adaptive-Mode Peak-to-Average Power Ratio Reduction Algorithm for OFDM-Based Cognitive Radio[C]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, 2006.
- [31] Jayalath A. D., Tellambura C. The use of interleaving to reduce the peak-to-average power ratio of an OFDM signal[C]. Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE, 2000.
- [32] Jae Yeon Won, Hyun Gu Kang, Yun Hee Kim, Ickho Song, Myung Sun Song. Fractional Bandwidth Mode Detection and Synchronization for OFDM-Based Cognitive Radio Systems[C]. Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE, 2008.
- [33] J. Benko Et Al. A PHY/MAC proposal for IEEE 802.22 WRAN systems part 1: the PHY[S]. 2006.
- [34] Schmidl T. M., Cox D. C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. Communications, IEEE Transactions on. 1997, 45(12): 1613-1621.
- [35] Weiss T., Krohn A., Capar F., Martoyo I., Jondral F. Synchronization algorithms and preamble concepts for spectrum pooling systems[J]. IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit. 2003.

- [36] Qicai Shi, Taubenheim D., Kyperountas S., Gorday P., Correal N. Link Maintenance Protocol for Cognitive Radio System with OFDM PHY[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on, 2007.
- [37] Ishii H., Wornell G. W. OFDM Blind Parameter Identification in Cognitive Radios[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on, 2005.
- [38] Granelli F., Honggang Zhang. Cognitive ultra wide band radio: a research vision and its open challenges[C]. Networking with Ultra Wide Band and Workshop on Ultra Wide Band for Sensor Networks, 2005. Networking with UWB 2005. 2nd International Workshop, 2005.
- [39] Cardinali R., De Nardis L., Di Benedetto M., Lombardo P. UWB ranging accuracy in high- and low-data-rate applications[J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 2006, 54(4): 1865-1875.
- [40] Sablatash M. Mitigation of Interference by Ultra Wide Band Radio into Other Communication Services: Evolution to Cognitive Ultra Wide Band Radio[C]. Electrical and Computer Engineering, 2007. CCECE 2007. Canadian Conference on, 2007.
- [41] 李争. UWB 通信技术及其算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2006.
- [42] Honggang Zhang, Kohno R. SSA realization in UWB multiple access systems based on prolate spheroidal wave functions[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2004. WCNC. 2004 IEEE, 2004.
- [43] Saeed R. A., Khatun S., Ali B. M., Abdullah M. K. An Adaptive UWB Waveform with Spectral Sharing Capability[C]. Information and Communication Technologies, 2006. ICTTA '06. 2nd, 2006.
- [44] Honggang Zhang, Xiaofei Zhou, Yazdandoost K. Y., Chlamtac I. Multiple signal waveforms adaptation in cognitive ultra-wideband radio evolution[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2006, 24(4): 878-884.
- [45] Parr B., Byunglok Cho, Wallace K., Zhi Ding. A novel ultra-wideband pulse design algorithm[J]. Communications Letters, IEEE. 2003, 7(5): 219-221.
- [46] 周小飞, 张宏纲. 认知无线电原理及应用[M]. 北京邮电大学出版社, 2007: 168.
- [47] Xu Fangmin, Zhong Wei, Zhou Zheng. Cognitive Interference suppress in UWB system using modified Hermite Polynomials pulse[C]. Communications and Information Technologies, 2006. ISCIT '06. International Symposium on, 2006.
- [48] Wen Hu, Guoxin Zheng. Orthogonal Hermite pulses used for UWB M-ary communication[C]. Information Technology: Coding and Computing, 2005. ITCC 2005. International Conference on, 2005.
- [49] Sahin M. E., Guvenc I., Arslan H. Optimization of energy detector receivers for UWB systems[C]. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st, 2005.
- [50] IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - specific requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)[S]. 2007: 2007.
- [51] Hussain M. G. Ultra-wideband impulse radar-an overview of the principles[J]. Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE. 1998, 13(9): 9-14.
- [52] German E. H. Transform domain signal processing study final report[Z]. 1988.
- [53] Andren C. Low probability-of-intercept communication system[P]. US, .

- [54] Lee M. J. Wavelet Domain Communication System (WDCS): Packet-Based Wavelet Spectral Estimation and M-ary Signaling[D]. Air Force Institution of Technology, 2001.
- [55] Chakravarthy V. D., Shaw A. K., Temple M. A., Stephens J. P. Cognitive radio - an adaptive waveform with spectral sharing capability[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE, 2005.
- [56] Lee M. J., Temple M. A., Claypoole R. L., Raines R. A., Stephens J. P. Wavelet domain communication system: bit error sensitivity characterization for geographically separated transceivers (U)[C]. 2002.
- [57] Chakravarthy V., Nunez A. S., Stephens J. P., Shaw A. K., Temple M. A. TDCS, OFDM, and MC-CDMA: a brief tutorial[J]. Communications Magazine, IEEE. 2005, 43(9): 11-161116.
- [58] Dillard G. M., Reuter M., Zeiddler J., Zeidler B. Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on. 2003, 39(3): 786-798.
- [59] Swackhammer P. J., Temple M. A., Raines R. A. Performance simulation of a transform domain communication system for multiple access applications[C]. Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE, 1999.
- [60] Chakravarthy V. D., Shaw A. K., Temple M. A., Stephens J. P. Cognitive radio - an adaptive waveform with spectral sharing capability[C]. 2005.
- [61] Chuan Han, Jun Wang, Shuping Gong, Shaoqian Li. Detection and Performance of the OFDM-Based Transform Domain Communication System[C]. Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006 International Conference on, 2006.
- [62] Han Chuan, Wang Jun, Gong Shuping, Li Shaoqian. Performance of the OFDM-based Transform Domain Communication System in Cognitive Radio contexts[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [63] D. Willkomm, J. Gross And A. Wolisz. Reliable Link Maintenance in Cognitive Radio Systems[C]. IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005), 2005.
- [64] 宁雄雁, 武文忠, 杨照宏, 那宝玉, 刘鹏. 应用于海量存储中高度容错的新编码方案[J]. 计算机应用研究. 2007, 24(12): 41-44.
- [65] IEEE Draft Standard for Wireless Regional Area Networks Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands[S]. 2006: 2004.
- [66] 孙磊. 卷积码编码器和 Viterbi 译码器的 FPGA 实现[J]. 信息技术. 2003(10).
- [67] Gallager R. Low-density parity-check codes[J]. Information Theory, IRE Transactions on. 1962, 8(1): 21-28.
- [68] Mackay D. J. Good error-correcting codes based on very sparse matrices[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 1999, 45(2): 399-431.
- [69] Jun Fan, Yang Xiao. A Method of Counting the Number of Cycles in LDPC Codes[C]. Signal Processing, 2006 8th International Conference on, 2006.
- [70] Kurtas E. M., Kuznetsov A. V., Djurdjevic I. System perspectives for the application of structured LDPC codes to data storage devices[J]. Magnetics, IEEE Transactions on. 2006, 42(2): 200-207.
- [71] Berrou C., Jezequel M. Non-binary convolutional codes for turbo coding[J]. Electronics Letters. 1999, 35(1): 39-40.
- [72] Saouter Y. Decoding M-binary turbo codes by the dual method[C]. Information Theory Workshop, 2003. Proceedings. 2003 IEEE, 2003.

- [73] 袁东风, 李作为, 张锋. Punctured(2,1,N)系列卷积码的编码及其 Viterbi 译码的软件实现[J]. 山东大学学报(理学版), 2002(01).
- [74] 姜博, 晏坚, 蒋卫东. 喷泉码及其在通信网络中的应用[J]. 数字通信世界, 2007: 64-66.
- [75] Luby M. LT codes[C]. Proc. 43rd Ann. IEEE Symp. on Foundations of Computer Science, 2002.
- [76] Shokrollahi A. Raptor codes[Z]. 2003.
- [77] Qusay (Editor) Cognitive Networks: Towards Self-Aware Networks[M]. Wiley, 2007.
- [78] Luby, M., Watson, M., Gasiba, T., Stockhammer, T. And Xu W. Raptor codes for reliable download delivery in wireless broadcast systems[C]. Las Vegas, NV:, Proceedings of the Consumer and Communications Networking Congerence (CCNC 2006), 2006.
- [79] Mackay D. J. Fountain codes[J]. Communications, IEE Proceedings-. 2005, 152(6): 1062-1068.
- [80] Kushwaha Harikeshwar, Chandramouli R. Secondary Spectrum Access with LT Codes for Delay-Constrained Applications[C]. 2007.
- [81] Sridharan S., Vishwanath S. On the Capacity of a Class of MIMO Cognitive Radios[J]. Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of. 2008, 2(1): 103-117.
- [82] Aleksandar Jovicic, Pramod Viswanath. Cognitive Radio: An Information-Theoretic Perspective[C]. Information Theory, 2006 IEEE International Symposium on, 2006.
- [83] Devroye N., Mitran P., Tarokh V. Achievable rates in cognitive radio channels[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 2006, 52(5): 1813-1827.
- [84] Weingarten H., Steinberg Y., Shamai S. The Capacity Region of the Gaussian Multiple-Input Multiple-Output Broadcast Channel[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 2006, 52(9): 3936-3964.
- [85] Caire G., Shamai S. On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 2003, 49(7): 1691-1706.
- [86] Jafar S. A., Shamai S. Degrees of Freedom Region of the MIMO X Channel[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 2008, 54(1): 151-170.
- [87] Pandharipande A., Linnartz J. -p. Performance Analysis of Primary User Detection in a Multiple Antenna Cognitive Radio[C]. Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on, 2007.
- [88] Qinghai Yang, Xizhi An, Kyung Sup Kwak. Outage Probability Analysis for Cognitive Radios with Reception Diversity[C]. Cross Layer Design, 2007. IWCLD '07. International Workshop on, 2007.
- [89] Kuppusamy V., Mahapatra R. Primary user detection in OFDM based MIMO Cognitive Radio[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2008. CrownCom 2008. 3rd International Conference on, 2008.
- [90] Neihart N. M., Roy S., Allstot D. J. A Parallel, Multi-Resolution Sensing Technique for Multiple Antenna Cognitive Radios[C]. Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on, 2007.
- [91] Hochwald B. M., Margetta T. L. Adapting a downlink array from uplink measurements[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on. 2001, 49(3): 642-653.
- [92] Islam Md Habibul, Liang Ying- Chang. Beam Synthesis Method for Beamforming Adaptation in Cognitive Radio Based Wireless Communications Systems[C]. Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE, 2007.
- [93] Ying-chang Liang, Chin F. P. FDD DS-CDMA downlink beamforming by modifying uplink beamforming weights[C]. Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd, 2000.

- [94] Yangsoo Kwon, Hyeonsu Kim, Jaeho Yoo, Jaehak Chung. Orthogonal Beamforming Methodology in Cognitive Radio Networks[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2008. CrownCom 2008. 3rd International Conference on, 2008.
- [95] Hamdi K., Wei Zhang, Ben Letaief K. Joint Beamforming and Scheduling in Cognitive Radio Networks[C]. Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07. IEEE, 2007.
- [96]Islam H., Ying-chang Liang, Anh Hoang. Joint power control and beamforming for cognitive radio networks[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on. 2008, 7(7): 2415-2419.
- [97] Lan Zhang, Ying-chang Liang, Yan Xin. Joint Beamforming and Power Allocation for Multiple Access Channels in Cognitive Radio Networks[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2008, 26(1): 38-51.
- [98] Lan Zhang, Ying-chang Liang, Yan Xin. Robust cognitive beamforming with partial channel state information[C]. Information Sciences and Systems, 2008. CISS 2008. 42nd Annual Conference on, 2008.
- [99]Hyunwook Kim, Jaewoon Kim, Suckchel Yang, Minki Hong, Yoan Shin. An Effective MIMO-OFDM System for IEEE 802.22 WRAN Channels[J]. Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on. 2008, 55(8): 821-825.
- [100]Love D. J., Heath R. W., Strohmer T. Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 2003, 49(10): 2735-2747.
- [101] 耿国桐, 黄庆松, 吴伟陵. 链路自适应技术研究[J]. 数据通信, 2003(6): 5-9.
- [102] Mitola J., Maguire G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. Personal Communications, IEEE. 1999, 6(4): 13-18.
- [103] Pursley M. B., Royster T. C. Low-Complexity Adaptive Transmission for Cognitive Radios in Dynamic Spectrum Access Networks[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2008, 26(1): 83-94.
- [104] Minki Hong, Jaewoon Kim, Hyunwook Kim, Yoan Shin. An Adaptive Transmission Scheme for Cognitive Radio Systems Based on Interference Temperature Model[C]. 2008.
- [105] Wyglinski A. M. Effects of Bit Allocation on Non-Contiguous Multicarrier-Based Cognitive Radio Transceivers[C]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, 2006.
- [106] Bingham J. A. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come[J]. Communications Magazine, IEEE. 1990, 28(5): 5-14.
- [107] Chow P. S., Cioffi J. M., Bingham J. A. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels[J]. Communications, IEEE Transactions on. 1995, 43(234): 773-775.
- [108] Fischer R. F., Huber J. B. A new loading algorithm for discrete multitone transmission[C]. Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications: The Key to Global Prosperity, 1996.
- [109]Czylwik A. Adaptive OFDM for wideband radio channels[C]. Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications: The Key to Global Prosperity, 1996.
- [110] Seong Taek Chung, Goldsmith A. J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view[J]. Communications, IEEE Transactions on. 2001, 49(9): 1561-1571.

第5章 无线资源管理

认知无线网络 (CRN) 中“二次利用”的特殊频谱使用方式使得其可用频谱资源随授权用户的使用情况而呈现出时变的动态特性。对于动态的频谱资源, 高效的无线资源管理 (Radio Resource Management, RRM) 是 CRN 提供可靠通信服务的关键。

5.1 概 述

无线资源是指用以支持某种信号波形的一系列必要的基本物理传输参量^[1]。对于无线网络来说, 无线资源单元 (Radio Resource Unit, RRU) 是通过一定无线网络规划为用户提供的无线资源基本单元。在传统无线网络中, 根据所采取的多址接入技术不同, RRM 策略所管理的无线资源单元存在着差异, 但对于一个特定的无线网络来说, 其 RRU 所包含的基本物理传输参量是确定的。例如, 在 FDMA 系统中, RRU 是给定载波频率上的某一特定带宽。如何分析可用频谱的信道质量, 并根据用户业务需求为其选择最优的频谱, 即针对多样性的 RRU 进行频谱分析与频谱决策, 都是 CRN 中 RRM 所面临的全新的问题。

1. 无线环境动态性

动态的无线环境通常是由于信道时变、用户位置改变等原因造成的。除此之外, CRN 中需要考虑授权用户对频谱的使用情况、CR 用户的智能性等重要因素对无线环境造成的影响, 主要体现在可用频谱、网络结构和用户需求的动态变化等方面。

(1) 可用频谱的动态性

由于授权用户的频谱使用情况不断改变, 为了减少对授权用户的影响, 若授权用户再次出现, CR 用户需要及时地退避当前频谱。同时, 频谱是否可用还与地理位置有关, 具有空间特性, CR 用户移动会导致其可用频谱发生变化。

(2) 网络结构的动态性

在分布式 CRN 中, CR 用户的可用频谱通常存在差异, 使得各可用频谱所对应的网络拓扑结构不尽相同。一旦可用频谱发生变化, 导致相应的网络结构也会动态变化。更为重要的是, 由于 CR 用户与传统无线终端相比, 具有更智能的自治特性, 基于机器学习、博弈论等智能算法, CR 用户既能够独立实现工作参数的重配置, 也具备与其他用户合作的决策能力, 其动态地接入或退出网络, 使得网络结构趋于复杂化。

(3) 用户需求动态性

CR 用户具有更为广泛的多种速率的业务, 并且每种业务都必须保障各自的 QoS 需求。对于繁多复杂的业务, CRN 允许用户动态地选择最优的工作频谱进行通信^[2], 如果用户业务类型改变或频谱质量恶化, 当前频谱不能满足用户 QoS 需求, 会导致用户改变其工作频谱, 而且与该工作频谱相对应的上层协议通常也需要做出调整, 有必要对无线资源进行更有效的管理。

复杂动态的可用频谱、网络结构和用户需求对 RRM 的频谱分配、资源调度等算法都提

出了更高的要求。特别地，在 CRN 中，RRM 针对动态变化的可用频谱，提出了频谱移动性管理的概念，并设计了相应的频谱切换机制，将在 5.7 节中予以详细介绍。

2. 基于授权用户保护的透明性

这是 CRN 中的 RRM 区别于传统无线网络的最本质的特点。授权用户对频谱的使用较 CR 用户具有绝对的优先权，其通信不能被任何 CR 用户干扰，且通常不需为与 CR 用户的共存而做任何修改，即 CR 用户的存在对授权用户来说是完全透明的。为此，CRN 的 RRM 研究必须考虑与授权网络的系统间共存问题，并能够保证对授权用户的干扰低于干扰温度限制。

上述这些特点不但导致传统无线网络中的接入控制、频谱分配、功率控制和资源调度等 RRM 算法将不再适用于 CRN，都需要针对 CRN 与授权网络共存的应用场景进行相应的设计和调整，而且引入了频谱分析、频谱决策和频谱移动性管理等，成为 CRN 中所特有的 RRM 算法。本章将就频谱分析、频谱决策、接入控制、频谱分配、功率控制、移动性管理和资源调度等方面展开详细阐述。

5.2 频 谱 分 析

在 CRN 中，通过频谱感知发现的可用频谱通常分布在一个很宽的频带范围内，而且还可能存在授权频段和非授权频段的差异，具有不同的特征参数。为了从可用频谱中选择满足 CR 用户 QoS 需求的最佳频谱，需要对其各种特征参数进行频谱分析，从而为频谱决策等无线资源管理算法提供必要依据。

5.2.1 频谱分析分类

针对可用频谱所具有的不同时变特征，频谱分析需要描述时变的频谱特征参数、授权用户的频谱占用特征以及频率和带宽等频谱信息，建立 CRN 无线通信场景模型。根据网络结构和所依据的频谱信息不同，可以将频谱分析分成不同的类型，如图 5-1 所示。

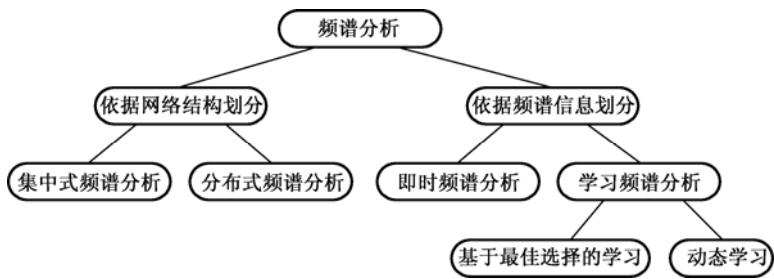


图5-1 频谱分析分类

依据网络结构不同可分为集中式和分布式频谱分析。在集中式频谱分析中，CRN 可通过部署基站等具有较高功能的设备，收集各 CR 用户的本地数据进行融合与分析，建立全局的频谱占用图，实现中心控制的频谱分析。在分布式频谱分析中，单个 CR 用户通常无法感知到准确、全面的频谱信息。主要原因首先在于对宽频带范围的持续性检测一般需要消耗较高的硬件和能量成本，对用户设备要求较高；其次是由于网络中通信节点的空间分布特点，本

地检测具有局限性，难以收集全部的信息数据。在大多数情况下，分布式频谱分析主要是基于局部或本地的频谱信息建立无线通信场景模型。为了提高模型的精确度，可引入多个 CR 用户的合作以实现各用户本地频谱信息的交互，但会因此而增加网络的通信开销。

依据是否利用历史频谱信息可分为即时和学习频谱分析。即时频谱分析是仅利用当前时刻感知到的频谱信息描述无线通信场景。学习频谱分析则利用历史频谱信息，不仅可以描述当前的无线通信场景，还能够采用机器学习等技术，对未来可能的无线通信场景变化加以估计或预测。基于不同的机器学习方法，学习频谱分析还可进一步分为基于最佳选择的学习频谱分析和动态学习频谱分析，主要适用于无线环境变化较缓慢情况。

1. 集中式频谱分析

通常情况下，仅依靠授权用户发射机进行频谱分析并不是最优的解决方案，频谱是否可用还与地理位置密切相关。例如，CR 用户虽然在某一授权发射范围之外，但仍然可能会影响位于其发射范围内的授权接收机。因此，为了避免对授权用户造成有害干扰，频谱分析中还应考虑授权用户接收机的频谱占用情况。

针对该问题，集中式频谱分析可以融合并处理基站所覆盖的所有 CR 用户的感知数据，联合考虑授权用户发射机和接收机及其地理位置，描述全局的无线环境。

IEEE 802.22 工作组所研究的 WRAN 系统采用了典型的集中式频谱分析方法。为了不影晌授权的 TV 和无线麦克风用户正常工作，文献[3]中提出将分布于不同地理位置的各 CPE 测量结果进行综合分析，在基站中通过采用一定的数据融合机制，得到统一的频谱占用图。其具体过程如下：

① 基站针对模拟或数字电视以及无线麦克风等授权用户设置不同的判决门限进行检测。如果检测到的授权信号超过其相应的门限，基站应立即让出该频谱。

② 基站收集各 CPE 的本地信息，并以此计算授权用户保护区域。例如，当 WRAN 基站以最大 EIRP 发射时，为保护 TV 用户，通常需要将 TV 发射塔周围 155 km 的范围设定为保护区域。

③ 根据与授权发射机的距离和实际的无线传播环境，基站需要计算其相应的发射功率。

由此得到的频谱占用图将用于实时地更新频谱使用表。在该表中，频谱将被分为不可用（被授权或其他 CPE 占用）、可用和禁止使用（任何 CPE 均不能使用）三类^[3]。频谱决策则依据频谱使用表中的可用频谱进行优化选择。

2. 分布式频谱分析

在分布式网络环境下，由于 CRN 寻找稳定可靠的控制信道难以实现，大多是通过 CR 用户的本地信息或有限的局部交互进行频谱分析，实现动态频谱共享。本节重点关注非授权 ISM 频段的频谱分析，以基于 IEEE 802.15.4 标准的 ZigBee 无线传感器网络为例，针对其与 WLAN 网络的共存问题，分别介绍即时和学习频谱分析。

ZigBee 网络与 WLAN 网络在 ISM 频段的信道交叠情况如图 5-2 所示，图中虚线表示 WLAN 网络的信道，实线表示 ZigBee 网络的信道。可以看出，两个网络的传输特性存在较大差异，不仅每个 WLAN 信道与 4 个 ZigBee 信道相重叠，而且发射功率也存在较大差别^[5]。ZigBee 网络节点数目庞大，其设备发射功率通常在 0 dBm 左右，而 WLAN 网络对吞吐量要

求较高，多是部署 AP 节点以覆盖热点地区，使得其设备发射功率可达 15 dBm 以上。

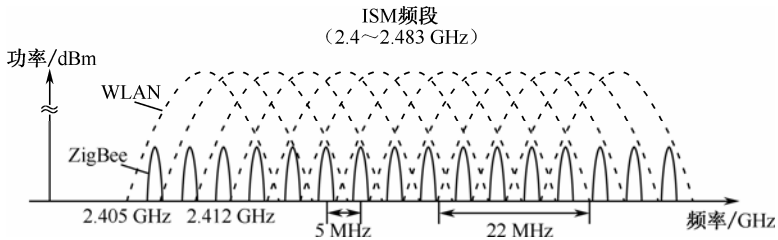


图5-2 ZigBee网络与WLAN网络的信道交叠情况

这些传输特性差异使得 ZigBee 网络受 WLAN 网络干扰较大，具有不对称性。同时，由于 WLAN 网络的动态频谱选择机制和多样化的用户业务，使得 ZigBee 网络所受干扰在时间、频谱和空间上都在不断变化，可造成 ZigBee 节点 92%以上的丢包率^[4]。因此，ZigBee 网络主要是针对来自 WLAN 网络的动态干扰进行即时或学习频谱分析。

在即时频谱分析中，主要是考察 ZigBee 网络各信道当前的干扰情况。文献[5]中，当检测到使用中的信道存在干扰时，ZigBee 网络中位于同一干扰区域的节点组成一个簇，并建立切换表（Switching Table）以确保簇内所有节点切换到另外一个不受干扰的信道（Clean Channel），并在干扰消除后解散该簇。但是由于该机制对其他不受干扰的信道质量未作进一步分析，不能很好地保证鲁棒性。针对该问题，文献[6]将各信道上检测到的干扰信号能量和侦听到的导频数量 B_{heard} 相结合，对 ZigBee 网络的各信道质量 G 均进行量化

$$G = \begin{cases} \sum B_{\text{heard}} + 1, & \text{不存在干扰} \\ 0, & \text{存在干扰} \end{cases} \tag{5-1}$$

即如果存在 WLAN 网络的干扰影响，为最坏情况 $G = 0$ ，否则 G 与 B_{heard} 成正比，并通过额外加 1 与上述最坏情况相区别。基于式（5-1），可采用模拟退火算法等启发式算法进行频谱的优化决策。

在学习频谱分析中，通过利用历史信道质量信息，可预测 ZigBee 网络所受干扰情况。这样，可避免即时频谱分析对信道空间所进行的多次搜索，对于能量受限的 ZigBee 网络来说能够有效减少耗能。文献[6]以提高可扩展性、鲁棒性和适应性为目标，提出了一种基于 Q -学习（ Q -Learning）的分布式频谱分析方法。在该方法中 Q 函数定义如下

$$Q^*(f_s, f_a) = G(f_a) - G(f_s) \tag{5-2}$$

式中， f_s 表示当前信道， f_a 表示预期选择的新信道， G 为信道质量， Q^* 表示选择新信道 f_a 的预期信道质量收益。对每一个预期的新信道 f_a ，通过式（5-3）对 Q^* 函数进行估计与更新

$$\hat{Q}^*(f_a) = (1 - \alpha)\hat{Q}^* + \alpha G(f_a) \tag{5-3}$$

式中， α 为学习参数（Learning Parameter）。该学习频谱分析方法可获得预期信道质量收益，最终选择哪个信道还需要通过频谱决策过程来实现。

5.2.2 频谱特征参数

为了更好地满足用户需求，在频谱分析中需要的频谱特征参数除了上述提到的干扰外，还包括路径损耗、信道选择性以及误比特率、误帧率、循环冗余校验、丢包率、往返时间和频谱可用时长等其他参数^[2,7]。需要注意的是由于受无线信道本身的动态性、授权用户的

频谱占用情况的不确定性以及 CR 用户移动性等影响，这些参数通常会随着时间、频率或空间等动态变化。

1. 干扰

CRN 首要保证的是不对授权用户造成有害干扰。有害干扰主要有两类：一类是对正在使用该信道的授权用户造成的直接干扰，会降低授权用户的通信性能；另外一类是使得未通信的授权用户误以为该信道出现问题而放弃接入，也会间接干扰授权用户对信道的正常使用^[8]。

第一类干扰会直接影响到授权网络一层或多层的信号质量。更为严重的，干扰会产生层叠效应（Cascading Effect），底层的微小错误在高层会产生较大的影响。例如，语音信道可容忍一定的瞬时脉冲干扰，但如果在数据链路中产生 10^{-3} 数量级的误比特率，可能无法进行正常通信。类似地， 10^{-1} 数量级的丢包率对网络层影响较小，但可能会导致禁止 TCP (Transmission Control Protocol) 协议等，使得传输层无法工作。在可以容忍的干扰范围内，针对物理层、MAC (Media Access Control) 层、网络层和传输层的影响，授权网络可以采取一定措施，如自适应机制、高效网络协议等来降低干扰的影响，详见表 5-1。对于 CRN 来说，应根据授权用户接收端的信干噪比（Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR），计算 CR 用户可允许的最大发射功率，来估计信道容量。

表 5-1 CRN 对授权网络各层的直接干扰

层	对授权用户的影响	授权网络可采取的措施
物理层	误比特率提高	通过网络更高层的技术对抗瞬时干扰、自适应编码等
MAC 层	丢包率、误包率提高	MAC 层认证信息重传、发送请求自动重传等
网络层	丢包率、误包率提高	采用能够有效容忍错误数据的协议，例如 VoIP 协议
传输层	数据包路由失效	传输层识别错误序列并请求重传

产生第二类干扰的主要原因在于通信中的 CR 用户对所有未使用该特定频谱的用户（包括授权用户及其他 CR 用户）都有可能造成影响。例如，对于采用 PTT (Push-to-talk) 技术的半双工授权网络，在授权发射机没有工作时，如果 CR 用户发射信号，会导致该频谱上所有授权接收机做出响应，从而干扰 PTT 网络的正常运行。在通常情况下第二类干扰无法避免，再加上缺乏明确的参数来表征由此造成的通信失败等影响，导致实际应用中甚至无法测量这类干扰。针对这类干扰问题，在现有频谱政策和技术条件下，授权网络很难采用应对直接干扰的方法来解决。相比第一类干扰直接影响通信中的授权用户，第二类干扰影响的是未接入的授权用户，在实际网络环境中更为敏感。因此，CRN 中针对第二类干扰的频谱分析有待进一步研究。

2. 路径损耗

路径损耗（Path-loss）是指电波在空间传播所引入的损耗，不仅取决于收发机之间的距离，而且还与传播中的地形、地貌环境以及载波频率、收发天线高度等密切相关。路径损耗会随着工作频率的增加而增加，通过调整发射功率可有效弥补路径损耗。在 CRN 中，CR 用户工作频率动态范围较广，为了达到一定的传输范围，如果 CR 用户的发射功率保持不变，就需要选择较低的工作频率；而如果工作频率不变，增加发射功率又会对其他用户造成更大的干扰。考虑到对授权用户的透明性要求等因素，有必要对路径损耗参数加以分析，有利于进行有效的频谱决策。

在传统网络中，检测接收信号强度（Received Signal Strength, RSS）是获取路径损耗参数最常用的方式之一，接收端对导频或链路层信标等信号进行采样求均值即可获得 RSS。而 CRN 频谱分析中的路损参数主要是用于频谱决策，从众多可用频谱中选择最优频谱。若采用 RSS 就需要收发机在每个可用频谱上均发送相应信号，很容易产生网络冗余，并对其他用户造成干扰，因此，需要寻求更高效的分析方法^[7]。由于采用 CR 技术能够检测用户位置及其所处的环境，CRN 可利用传统的统计传播模型更好地对路径损耗进行估计。

由于路径损耗与多种因素有关，从理论角度给出一个确切、完整的公式很困难。传统统计传播模型在广泛场强测量的基础上给出了各种地形地物下传播特性的图表和经验计算公式。例如，在 Hata 模型中，对于市区的传播平均损耗表示为

$$L_{\text{市区}}(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \lg f_c - 13.82 \lg h_b - \alpha(h_m) + (44.9 - 6.55 \lg h_b) \lg d \tag{5-4}$$

式中， $L_{\text{市区}}$ 为市区路径平均损耗（dB）， f_c 为载波频率（MHz）， h_b 为基站天线有效高度（m）， h_m 为移动台天线有效高度（m）， $\alpha(h_m)$ 为移动天线的校正因子（dB）， d 为移动台与基站之间的距离（km）。对于不同城市规模， $\alpha(h_m)$ 有

$$\alpha(h_m) = \begin{cases} [1.1 \lg f_c - 0.7] h_m - [1.56 \lg f_c - 0.8] & \text{中小城市} \\ 8.29 [\lg 1.54 h_m]^2 - 1.1 & \text{大城市, } f_c \leq 300 \text{ MHz} \\ 3.2 [\lg 11.75 h_m] - 4.97 & \text{大城市, } f_c \geq 300 \text{ MHz} \end{cases} \tag{5-5}$$

另外，Hata 模型还分别给出了郊区和农村地区的路径损耗公式

$$L(\text{dB}) = \begin{cases} L_{\text{市区}}(\text{dB}) - 2(\lg(f_c/28))^2 - 5.4 & \text{郊区} \\ L_{\text{市区}}(\text{dB}) - 4.78(\lg f_c)^2 + 18.33 \lg f_c - 40.94 & \text{农村} \end{cases} \tag{5-6}$$

从上面几个式子可以看出，如果能判断出周围环境的类型，如市区、郊区或者农村等，就可以利用其相应的统计模型进行路损参数估计。虽然这在传统网络中很难实现，但 CR 技术的出现使其成为可能。

常见的传播环境类型如图 5-3 所示^[7]。

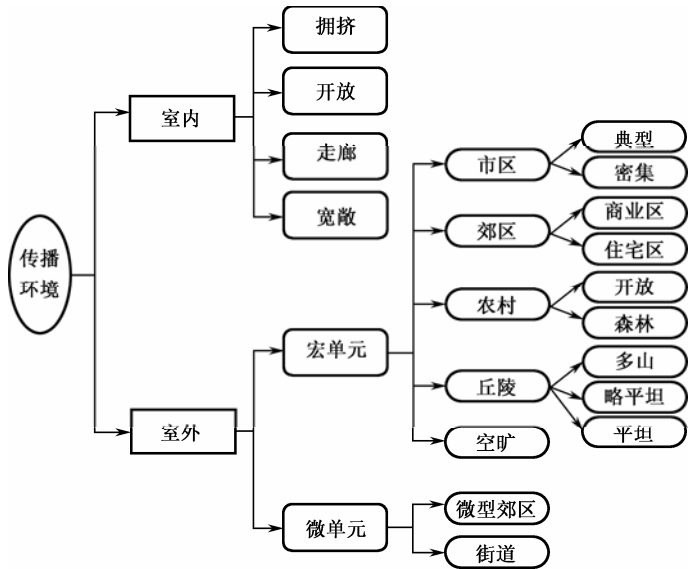


图5-3 常见传播环境类型

这样，如何识别这些不同的地形地貌就成为路损参数估计的首要问题。CR 用户可通过建立地形数据库，采用模式识别、并行处理器等理论与技术工具对感知到的地形信息进行分析，与图 5-3 中的传播环境类型进行匹配可有效解决该问题。数字高程模型（Digital Elevation Model, DEM）、地理信息系统（Geographic Information System, GIS）等是比较常用的地形数据库，特别是 GIS 包括位置向量 $\mathbf{r}(t) = [x, y, z]^T$ 等信息^[7]。CR 用户利用全球定位系统（Global Positioning System, GPS）等定位技术获取位置信息 $\mathbf{r}(t)$ 后，通过提取地形特征，借助于空间内插方法（Spatial Interpolation Method, SIM）等，利用模式识别获得本地物理环境类型，从而估计相应的传播损耗，具体流程图如图 5-4 所示。

基于统计传播模型的路径损耗估计方法，避免了采用 RSS 所产生的干扰等问题，更适用于 CRN，但这种方法也相应地增加了计算的复杂度，处理时间相对较长。

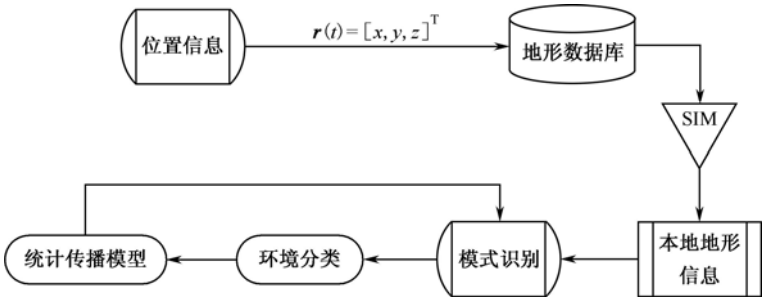


图5-4 基于统计传播模型的路径损耗估计

3. 信道选择性

信道选择性用来表征无线信道在特定维度（如频率、时间或空间等）上存在的特性差异。利用信道选择性信息能够显著提高包括 CRN 在内的无线通信系统的性能，例如针对频率选择性可采用信道均衡技术来减轻或消除码间干扰。下面主要介绍 CRN 频谱分析中对频率选择性、时间选择性、空间选择性、码字选择性和干扰选择性所展开的研究^[7]。

（1）频率选择性

频率选择性是由多径效应带来的时延扩散引起的，会导致无线信道产生随机衰落或码间干扰。传统分析频率选择性的方法通常是直接利用接收信号以及对接收信号进行处理之后的信道估计。CR 用户对周围环境的感知为频率选择性分析提供了新的手段。造成频率选择性的时延扩散密切依赖于无线环境，例如在室内环境下，信道的均方根（Root Mean Squared, RMS）时延扩散通常会明显小于典型的室外环境。CR 用户能够通过 GPS 提供位置信息，并利用光照、温度传感器等外围设备来判断其所处的是室内还是室外环境；对于室外环境同样可利用 DEM 和 GIS 等地形数据库，识别其周围的地形特征。将这些环境信息用于时延扩散的估计，能够对 CR 用户的频率选择性分析发挥重要作用。

（2）时间选择性

时间选择性是由多普勒效应（Doppler Effect）引起的，用于描述无线信道的时变特性。信道冲激响应随时间的快速变化通常会导致频率扩散，即多普勒扩展（Doppler Spread）。通过估计多普勒扩展，能够获取时间选择性信息。这些信息一方面可用于自适应的实时信道估计、调整编码和交织方案等，提升收发机性能；另一方面，可用于建立有效的切换、小区选

择和频谱分配方案等以提升网络整体性能。测量多普勒扩展的两种基本方法是分析信道估计的差异性和自相关性。由于多普勒扩展程度与用户移动速度成正比,在 CRN 中,CR 用户能够根据绝对位置信息来改善对多普勒扩展的估计,主要方法是利用 GPS 技术进行连续多次测量,计算用户的移动速度和波达角度 AOA (Angle of Arrival)。

(3) 空间选择性

空间选择性是由多径信号以不同的波达方向到达接收机时,多径信号的到达功率发生角度扩散而引起的。角度扩散程度与无线环境中散射物的丰富程度直接相关,散射体越多,角度扩散程度越严重。目前关于空间选择性的研究多集中于多天线系统中。在 CRN 中,空间选择性信息可用于进行多天线系统设计、自适应功率分配以及自适应调制编码等。

(4) 码字选择性

随着无线通信系统的发展,除了频率、时间以及空间之外,码字也成为无线信道的基本维度之一。码字选择性主要体现在码字所具有的不同统计特性,例如码字的非零自相关旁瓣导致码间干扰,非零互相关旁瓣可引起多址接入干扰 (Multi Access Interference, MAI) 等。在 CRN 中,利用不同的码字统计特性进行旁瓣抑制能够达到降低干扰、提高频谱利用率等目的,码字选择性作为一个重要的频谱特征参数值得进一步深入研究。

(5) 干扰选择性

干扰选择性描述了 CR 用户所受的干扰在频率、时间或空间维度上的差异。例如,在频率上,CR 用户需要考虑的干扰状况存在窄带干扰或宽带干扰等差异,取决于授权用户的带宽;类似地,在时间或空间上,干扰状况也会发生变化。CR 用户能够利用干扰选择性调整其无线传输参数。例如,采用基于 OFDM 的 UWB (Ultra-Wide Band) 技术可关闭干扰频带的子载波以避免窄带干扰,或者根据时间维度上的干扰选择性有利于实现更好的用户传输调度。

实际无线环境中不只局限于上述信道选择性,还需要考虑信号的极化方式^[9]和功率等多方面的因素对通信系统性能造成的影响。CRN 中通过对周围无线环境的感知,为了分析基本维度的信道选择性提供了新的方法,同时由于与授权用户共存的频谱应用环境,也带来了干扰选择性等重要研究课题。

4. 其他参数

除上述干扰、路径损耗和信道选择性之外,在 CRN 的物理层和链路层,还存在的频谱特征参数有误比特率、误帧率、循环冗余校验等。这些参数可通过译码过程获得,虽然其频谱分析性能较干扰、路径损耗和信道选择性等特征参数更为可靠,但是分析这些参数需要较大的处理时延和额外的运算复杂度,而且为了获得可靠的误比特率和误帧率等,还需要耗费较长时间。

在 CRN 网络层和传输层,需要考虑丢包率、往返时间 (Round-Trip Time, RTT) 以及其他用户的功率水平等多种参数。其中,丢包率是基本参数之一,CR 用户通过检测该参数可估计无线链路质量信息。RTT 体现了节点的缓存器状态,可用来估计链路的拥塞等级和数据包传输时延,在一定程度上也反映了链路质量。此外,在 Ad Hoc 网络中尤其需要检测其他用户的活动。例如,对其他用户功率水平的量化可用于 Ad Hoc 网络的路由选择,即能量感知路由 (Power Aware Routing),还可结合位置感知选取较好的路由机制^[10]。

此外,在 CRN 中,频谱分析除了自身网络的频谱特征参数,还必须考虑授权用户的活动对信道质量的影响。频谱可用时长是指在被迫中断前 CR 用户可以占用授权频谱的预期持续时间。由于 CRN 的特殊应用场景,授权用户的占用情况也大大影响着 CR 用户的信道质量。

显然频谱可用时长越长，通信被中断率就会越小，信道质量相应地也就越好。频繁的中断将导致不断地频谱切换，耗时耗能，因此，需要对可用时长的统计模型进行分析，以保证 CR 业务特别是持续时间较长业务的 QoS 需求。

5.2.3 信道容量

信道容量作为描述频谱特性的最重要的一个参数，可通过分析 5.2.2 节所介绍的特征参数获得，是现有频谱分析研究中的重点内容^[2]。传统网络中通常是利用接收机端的信噪比（Signal to Noise Ratio, SNR）进行信道容量估计。根据香农（Shannon）公式，假设连续信道的加性高斯白噪声功率为 N ，信道带宽为 B ，信号功率为 S ，则关于信道容量的计算公式为

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0} \right) \quad (5-7)$$

式中， S/N_0 即为该信道的信噪比。然而在 CRN 中，这种基于 SNR 的信道容量估计方法仅考虑了 CR 用户的本地观察情况，不足以避免对授权用户的干扰，也忽略了授权用户对 CRN 信道容量的影响。因此，CRN 中的信道容量估计需要考虑 CR 用户受授权用户的干扰情况以及授权用户可容忍的干扰等因素。

首先介绍 CR 用户受授权用户干扰情况下的信道容量估计。CR 用户自适应检测未被占用的授权频谱，即使在授权用户密度较高的地区，如在城市环境中仍然有很高的概率获得可用频谱。以 TV 频段为例，如果 CR 用户检测到可用频谱，即周围不存在 TV 接收机，但可能要处理来自 TV 发射机的干扰。这样，信道容量将主要取决于 TV 发射机的功率、CR 用户与 TV 发射机以及 CR 用户收发机之间的距离^[11]。在文献[11]中，采用 5.2.2 节所介绍的大城市环境下的 Hata 模型，估计 CR 收发机之间的自由空间路径损耗，并假设 CR 用户接收机使用具有扩展增益为 10 dB 的直接序列扩展频谱以减少阴影效应，信道容量估计公式为

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0 + I} \right) \quad (5-8)$$

式中， B 是信道带宽， S 是 CR 接收机的接收信号功率， N_0 为高斯白噪声功率， I 为 TV 发射机对 CR 接收机造成的干扰功率。在 TV 发射机功率为 100 kW、CR 用户发射功率为 100 mW、CR 用户接收机噪声系数为 3 dB、CR 收发机距离为 10 m 的仿真环境下，即使 CR 用户与 TV 发射机相距仅 1 km 时，仍可以获得 1 Mb/s 的吞吐量^[11]。

此外，CRN 的信道容量估计还应重点考虑授权用户可容忍的干扰等因素。由于仅关注 CR 用户自身 SNR 并不能保证避免对授权用户的有害干扰，可利用干扰温度模型计算出 CR 用户在某授权频谱的发射功率上限。基于 OFDM 的 CRN 可以利用授权用户的频谱片断逼近于香农容量^[12]。在 TV 频段中授权频谱固定分配且带宽较大，CRN 可采用基于时间或频率的信号。而对于非连续的任意带宽的授权频谱，OFDM 技术因其灵活性与适应性成为 CRN 优先选取的信号结构。OFDM 将频谱分割成多个窄带子信道，当子信道个数足够大时，其容量为

$$C = \int_{\Omega} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{G(f)S_0}{N_0} \right) df \quad (5-9)$$

式中， Ω 是可用子信道集合， $G(f)$ 为子信道 f 的功率增益， S_0 和 N_0 分别是各子信道的信号和噪声功率^[12]。

可见，信道容量与干扰等级和路径损耗等有密切的关系，是频谱特性分析的一个重要方面。通过对上述这些参数进行频谱分析，CR 用户可以自适应选择传输参数，如载波频率、传输速率等，达到避免拥塞、节省能量等目标，提高通信的有效性。此外，还可通过联合考虑频谱特征参数和 CR 用户传输参数，对网络性能进行优化。

5.3 频 谱 决 策

在频谱分析描述可用频谱各种特征参数的基础上，为了满足当前传输的 QoS 需求，频谱决策的主要功能就是从中优化选择合适的工作频谱。

5.3.1 概述

CRN 频谱决策的目标是在无线环境、频谱政策、干扰限制等约束条件下，最大化满足应用或用户需求，本质上是一个基于频谱分析的最优化问题^[13]。本节首先介绍频谱决策的分类，在此基础上，为了进行自治、智能的频谱决策，还需要清楚地了解与决策有关的参数，进而分析其如何影响无线信道与系统的性能等，以针对不同的业务需求制定频谱决策规则。

1. 频谱决策分类

根据优化方式中所关注的用户范围不同，CRN 中的频谱决策可以分为本地和全局频谱决策两类；根据实现方式中用户之间是否采用公共控制信道进行协调，可分为无公共控制信道和公共控制信道频谱决策两类，其中公共控制信道频谱决策的实现可基于专用控制信道，也可基于控制与数据信道；根据网络结构，可分为集中式和分布式频谱决策两类。具体分类方式如图 5-5 所示。

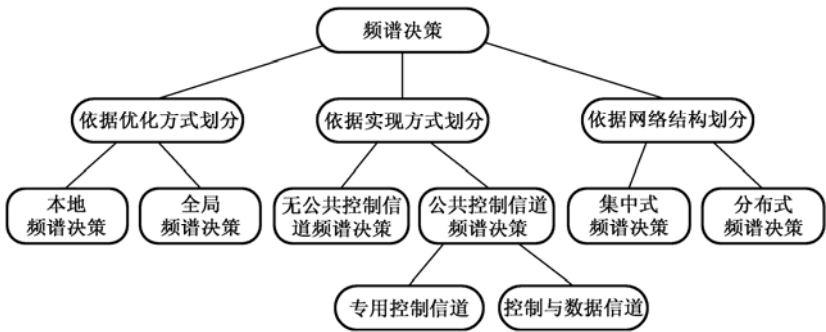


图5-5 频谱决策分类

2. 频谱决策参数

频谱决策参数代表了优化频谱操作的效用或代价，可组成不同的目标函数。在理想情况下，如果能够寻找到一个单目标函数，其最值就对应着最优的频谱决策。然而，无线通信系统复杂多变的用户或网络需求很难归结为单目标函数。

在 CRN 中，频谱决策参数既包括频谱分析中描述无线环境的频谱特征参数，也包括 CR 用户自身可主动重配置的工作参数。

(1) 频谱特征参数

在 5.2.2 节中介绍各频谱特征参数都与多种因素有关，同时参数之间存在着密切的联系，而且针对特定的用户业务或网络性能需求，频谱决策需要考虑的频谱特征参数也不尽相同。图 5-6 表示了频谱特征参数与用户业务或网络性能需求之间的相互影响，图中的箭头表示源端对目的端存在直接影响^[8]。

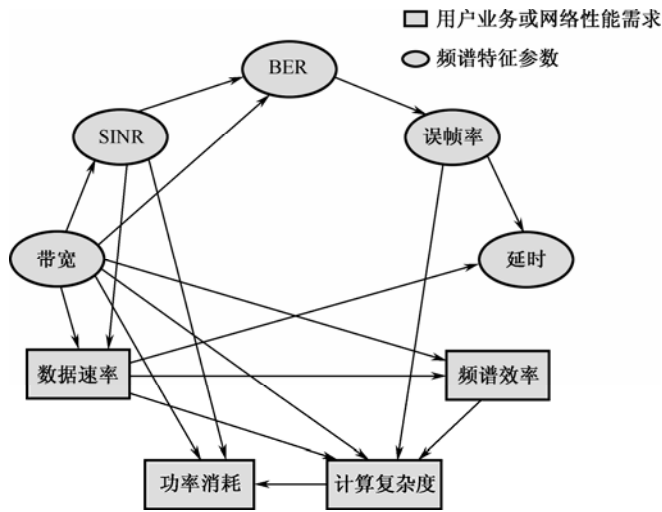


图5-6 频谱特征参数与用户业务或网络性能需求之间的相互影响

以频谱特征参数误比特率（Bit Error Rate，BER）与数据速率需求在频谱决策过程中的相互作用为例，从图 5-6 可以看出，尽管 BER 与数据速率之间不存在直接的相互影响，但二者都与带宽、SINR 参数直接相关。若要提高数据速率，可以制定提高 SINR 或增加带宽等频谱决策，但在其他条件不变的情况下会影响 BER。另一方面，为保证 BER 性能而进行的 SINR 或带宽调整，也会影响数据速率。文献[8]提出了一种观察并调整 BER、SINR 参数来保证数据速率的频谱决策方法，假设衰落信道概率密度函数为 $p(x)$ ，则 BER 的理论计算公式为

$$P_e = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{T_0 B x}) p(x) dx \tag{5-10}$$

式中， x 为 SINR， T_0 为符号周期， B 为带宽。为了保证数据速率，CR 用户观察某一个频谱上的 BER 与 SINR 数值，如果实际观察值与式（5-10）的理论值一致，则认为信道状况是能够预测的，这样，CR 用户可以设置适当的 SINR 来满足特定的数据速率需求，减少不必要的功率消耗；反之，如果实际观察值与式（5-10）的理论值不一致，认为当前信道存在色散等异常而无法预测，则可以做出改变工作频谱以增加带宽的频谱决策。

(2) CR 用户可主动重配置的工作参数

频谱的优化选择还与 CR 用户能够配置的工作参数密切相关。在实际网络中，CR 用户的工作参数能够影响链路质量，需要根据用户需求进行设计或调整，从而优化最终的频谱决策。这些工作参数中，包括网络规划中设计的参数，也包括通常被认为是由运营商或网络控制器进行实时操作或控制的参数，见表 5-2^[8]。例如，对于发射机来说，其在物理层的工作参数有中心频率、符号速率、传输功率、调制类型与阶数、脉冲成形滤波器类型与阶数、扩频类型

以及扩频因子等；其 MAC 层的工作参数与网络性能提高也密切相关，包括信道编码类型与速率、信道交织等，以及流量控制、帧大小、多址技术等接入控制方法；在网络层则可配置数据包大小和速率等参数。

表 5-2 各层可重配置的工作参数举例

层	工 作 参 数
物理层	传输功率、扩频类型、扩频编码、调制类型与阶数、带宽、脉冲成形、符号速率、载波频率、动态范围、均衡、天线波束成形
MAC 层	信源编码、信道编码速率与类型、帧大小与类型、交织技术、信道/时隙/码字分配、流量控制、复用、多址技术、加密技术
网络层	数据包大小、数据包速率

3. 频谱决策规则

在频谱决策中，制定决策规则的目的是针对用户某一特定需求，研究所需要优化的频谱决策参数，而不是随机地将上述频谱决策参数进行简单联合。例如，如果需要降低误包率（Packet Error Rate, PER），可以采用更高效的编码，但同时会提高系统复杂度，而且复杂的前向纠错（Forward Error Correction, FFC）也会增加延时和能量消耗；另外还可以通过降低符号速率或调制阶数达到降低 PER 的目的，虽然没有增加对系统的要求，但会以数据速率为代价^[8]。

文献[14]介绍了五种频谱决策规则，重点关注公平性和通信开销，但是这些规则都是基于所有频谱具有相同容量的假设，对于不同信道容量的频谱决策规则还有待研究。文献[15]则针对不同的信道质量提出了机会式跳频协议，该协议根据 SNR 参数寻找信道质量更好的频谱，以提高传输速率，从而实现明显的吞吐量增益。另外，考虑到授权用户的影响，文献[16]通过获取 CRN 全局拓扑信息，提出了一种优化频谱切换次数相关的决策机制。

为了达到频谱决策目标，在考虑频谱特征参数的基础上，结合 CR 用户可重配置的工作参数，频谱决策规则的研究至关重要。在 CRN 中，频谱决策与多种参数有关，运算复杂度会随着参数个数的增加而显著增加。如何将这些参数与因素综合考虑建立通用的频谱决策规则仍然是一个公开课题。

5.3.2 决策的优化目标：本地与全局

本地频谱决策一般针对单个 CR 用户的优化目标而进行，多存在于非合作频谱决策方式中。全局频谱决策则着眼于全局优化目标，通常需要掌握全局信息，并考虑对网络中其他用户的影响，可通过合作频谱决策实现^[7,17]。

1. 本地频谱决策

非合作的本地决策最简单的实现方式是随机选择一个可用频谱，这种方式不依赖于任何模型，也不需要做深入的频谱分析，但是无法保证鲁棒性。文献[6]提出了一种基于启发式算法的频谱扫描机制，但能量消耗较大。为获得更好的性能并节省能量，CR 用户可以通过估计频谱的可用性，并依据频谱满足 CR 用户业务时长要求的概率，选择可用性好且能满足业

务时长要求的最佳频谱接入，能够有效降低频谱的冲撞率，并自适应设置频谱特性参数的权值及频谱可用性的门限值，灵活地实现 PHY/MAC 层与应用层的频谱接入跨层优化^[5]。

对于更为智能的频谱决策，CR 用户可以基于学习机制来选择频谱决策参数^[6]。如图 5-7 所示，CR 用户观察周围环境，在对历史经验学习与积累的基础上，建立信道行为模型，进而分析相关参数并预测出可能的最优参数设置，通过对这些设置进行试验，将观察到的实际结果与预测情况相比较，如果二者匹配则认为 CR 用户较准确地感知环境并做出可行的频谱决策，否则需要进行试验与学习，不断地更新模型。

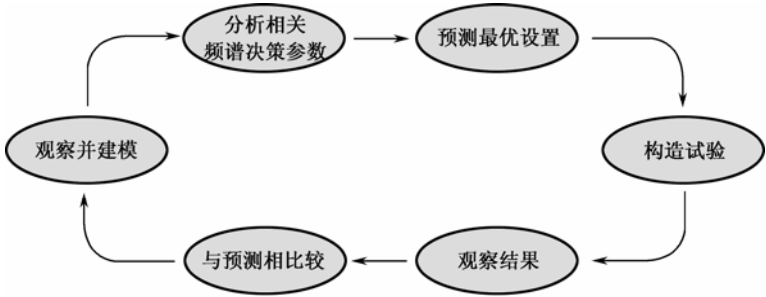


图5-7 CR用户智能频谱决策

维吉尼亚技术中心（Virginia Tech，VT）研究小组开发的 VT 认知引擎可通过建模、动作、反馈和知识描述等过程^[8]来实现图 5-7 中的智能频谱决策。VT 认知引擎三个主要的子系统见如图 5-8 所示，包括系统模型（Modeling System）、认知系统模块（Cognitive System Module，CSM）与无线系统遗传算法（Wireless System Genetic Algorithm，WSGA）。其中，系统模型从多个不同角度观察，比较全面地描述外界环境。CSM 用于运行学习机制，主要包括进化和决策两大模块，其进化模块的作用是依据反馈信息更新知识库，响应并指导系统行为。WSGA 主要是基于 CSM 的指导，对环境进行自适应操作。

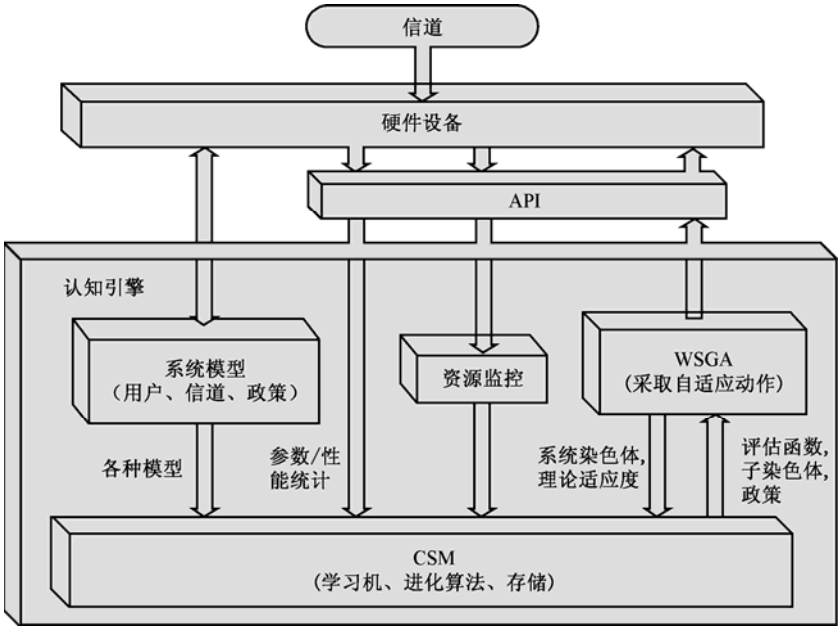


图5-8 VT认知引擎

下面介绍 VT 认知引擎通过建模、动作、反馈和知识描述等实现智能频谱决策的具体过程。

(1) 建模

建模是指 CR 用户对其周围环境进行抽象并建立系统模型,以描述包括用户需求与动作、无线信道与传播环境、频谱管制政策等客观参数。当这些客观参数发生变化时,CR 用户就需要进行调整以适应周围环境。

所建模型的基本功能是提供 CR 用户的上下文环境,例如描述信道传播效应以及其他用户的影响等,一方面可与这些用户进行合作,另一方面则需要避免相互之间的干扰。目前,除 VT 认知引擎之外,DARPA 的 XG (NeXt Generation) 网络等项目也对管制政策的阐释与建模进行了广泛研究。

模型的目标是监控用户的发送数据来确定需要为其提供的 QoS 参数等,这个目标需要借助于人工智能方法如神经网络等来实现。目前 VT 研究小组主要致力于这方面的研究。

(2) 动作

在 WSGA 中,动作是在 CSM 控制下进行的重配置操作。在模型及知识信息的基础上,CR 用户需要制定如何优化频谱性能的决策并采取相应的动作。这个优化过程可通过多种方法实现,文献[6]提出了分别采用贪婪算法和模拟退火算法的频谱选择机制,但其目标函数仅含干扰参数。

VT 认知引擎中采用了遗传算法 (Genetic Algorithm, GA) 进行多个参数的优化选择与决策,该算法易于理解与实现,而且灵活可靠^[8]。无线网络被描述为一个生态系统,功率、频谱、调制、FEC 编码、滤波器等网络参数是生态系统中的基因,可组成不同的染色体。知识库中记录了各基因的权重值,以决定该基因的重要性。

应用多目标遗传算法,其算法流程为:

- ① 组建多个具有不同基因 (即网络参数) 的染色体。
- ② 根据目标函数和权重值,选择父代染色体,含有重要基因,如 BER、PER、能量消耗、潜在干扰等。
- ③ 对父代染色体进行交叉、评估等,直至达到设定的交叉次数或者算法收敛,其中包括子代的基因突变情况。
- ④ 选择满足最多目标、性能最好的染色体作为新的无线电配置参数。

通过 GA 算法得到的染色体还需做进一步分析,以确认其最终的基因组合符合管制政策或者网络运营商的操作规程等。WSGA 的详细流程及实验结果等请参阅文献[18]。

(3) 反馈

依据反馈信息可进行一系列的奖罚响应。在 VT 认知引擎中,反馈信息包含了 CR 用户采取动作后观察到的实际运行情况。将这些实际结果与 WSGA 所模拟的理论性能相比较,有利于认知引擎掌握其动作分析和选择模块的工作状况。

CSM 的进化模块计算反馈信息与理论性能的匹配程度,更新知识库信息,以更好地描述周围环境并提高未来动作的性能。在这个过程中,若二者匹配程度较低,则首先需要分析模型、动作以及反馈系统等,从中找出存在问题的部分,然后对知识库中相应的内容进行修改,例如,采取知识库中存储的其他动作,要求该动作在类似情形下已获得较好性能。GA 算法已对这类自适应机制进行了研究,可通过染色体标记与模板或基于知识的基因技术加以实现^[19]。可见,CSM 的进化模块能够指导 WSGA 进行自适应动作,判断并修改自适应机制中存在的错误。

(4) 知识描述

知识包含历史模型、采取的动作以及与动作有关的性能评估等数据信息。由 CSM 的进化模块收集这些信息,生成并更新知识库,以便为 WSGA 提供更多有效信息,能够降低 GA 计算复杂度,加快算法收敛速度,从而更迅速地适应环境,并不断改善动作的实际性能。例如,将经典的信道与网络模型等存储于长期存储器(Long-term Memory);而近期的历史动作则保存在短期存储器(Short-term Memory)中,如果环境变化与前一时刻差异较小,可延用前一时刻的部分或全部历史动作,提高决策速度。

上述过程构成了 VT 认知引擎基于学习机制的本地频谱决策,与人类的感知、动作、推理、反馈并积累经验知识的学习过程相类似,体现了 CR 用户的智能性。通过对模型、动作、用户需求之间的关系进行学习,CR 用户可以做出更好地响应环境变化的频谱决策。CR 用户仅考虑其自身的优化目标,可能会导致整个网络性能降低,但一般情况下,本地决策算法的通信开销比较低^[13]。

2. 全局频谱决策

在 WRAN 系统中,由基站控制系统中所有 CPE 的频谱共享,从整个系统角度出发进行最优的频谱选择,是典型的全局频谱决策。5.2.1 节介绍了 WRAN 系统的频谱分析,在获得频谱占用图的基础上,频谱决策的性能与 PHY 层技术及 MAC 层协议密切相关^[13]。

在 WRAN 系统的 PHY 层中,802.22 标准定义采用多载波调制技术。根据干扰约束和用户需求,可以非常灵活地选择时隙与频率。而且在 OFDMA 技术的基础上,增加了信道绑定(Channel Bonding)技术,使得不同的 TV 频段可用于同一个信号传输。另外,对于不同的吞吐量或 SNR 要求可进行自适应调制与编码。因此,基站的频谱决策面临大量的可选配置,需要运行高效的优化机制。

在 MAC 层协议中,频谱决策信息通过基站与 CPE 之间严格定义的帧结构进行传递。每一帧包括同步导码和相互分离的上/下行时隙(Uplink/Downlink Slot, US/DS)。DS 用于基站向 CPE 发送控制信息和数据,US 则是 CPE 向基站发送数据,与其紧邻的竞争时间间隔(Contention Interval)主要是用来进行初始化、发送带宽请求和紧急情况通知等。这种帧结构假设每个 CPE 与基站均已建立通信,而在实际网络中初始建立通信是一个难题。事实上,在初始化之前,CPE 并不确定使用哪个信道来与 BS 通信,而且由于采用信道绑定技术,CPE 也无法确定当前的信道状况。为此,文献[3]提出了一种超帧结构(Superframe Structure)。在该结构中,基站首先发送导码,然后是包含频谱决策信息的超帧控制头(Superframe Control Header, SCH)。基站将导码与 SCH 信息在所有空闲的 TV 频段进行广播,CPE 通过扫描其周围的空闲频段检测超帧信息。一旦接收到导码与 SCH, CPE 就有足够的信息与基站建立通信。

WRAN 系统的频谱决策可借鉴传统集中式网络的无线资源管理算法,基于上述 PHY 层与 MAC 层规范,优化系统吞吐量、用户公平性、运算复杂度等性能,也可在这些性能之间进行折中。

全局决策方式的应用不仅仅局限于集中式结构的 CRN 网络,在分布式 CRN 中同样可采用合作决策方案与机制,此时,全局是指所有参与合作的 CR 用户。对于 5.3.2 节所描述的本地智能决策机制,如果用户之间能够共享知识,则任何一个用户获得了关于建模与动作的知识,其他参与合作的用户也可从中受益。另外,用户之间还可以进行分布式计算,例如在用户间并行处理 WSGA 中的算法,可降低单个用户的计算量,而且提高了算法运行速度。

5.3.3 决策中的协调机制

无论是基于本地或全局优化目标，在频谱决策过程中，通信双方都需要就决策结果协调一致，才能确保决策的最终执行。例如，在非合作频谱决策中，接收机需要实时更新决策信息；在合作方式下，集中式 CRN 通过基站或中心控制器告知用户，分布式网络中的各合作节点更需要通过交互来实现频谱决策。

根据不同的实现方式，决策中的协调机制可分为有公共控制信道和无公共控制信道两类，如图 5-5 所示。

1. 采用公共控制信道（Common Control Channel, CCC）的协调机制

通过 CCC 可确保 CR 用户所有控制信息的交互。目前，在 IEEE 802.22 标准以及其他许多项目中，如欧洲的 DRiVE 和 OverDRiVE 等，都采用 CCC 机制，其优势在于可进行充分协商的频谱决策^[13]。

这种机制主要存在两个缺陷。首先是在动态 CRN 环境中，预先定义 CCC 是不可行的。即使可以自适应选取 CCC，但确保其在大网络范围内都可用也存在困难。这主要是由于不同的网络技术及小尺度衰落等因素影响，导致频谱空穴在空间上不断变化，在某地点可用的信道在网络中的其他地点不一定可用。第二个限制是 CCC 影响了网络的可扩展性。随着网络用户的不断增加，CCC 经常会变得很拥挤^[20]。

2. 无 CCC 的协调机制

典型的无 CCC 协调机制是收发机根据预先定义的伪随机序列进行频谱选择。该机制中伪随机序列由当前信道序号和种子两个参数生成，并假设不同的用户分别采用不同的种子，且了解其他用户的跳变模式。当发射机跳变到其相应接收机的当前信道后，如果该信道空闲则发起通信，否则需要继续选择。该机制的不足之处在于寻找到一条空闲信道可能会产生较大时延。

文献[21]提出了一种全然不同于上述伪随机序列的无公共信道协调机制，该机制基于一种分布式频谱决策算法进行信道的优化选择。假设收发机都具有可用频谱集合，采用相同的分布式信道选择算法，其同步围绕接收机进行。在初始握手阶段，发射机在其所有空闲信道上发送握手信息（Handshake Message），接收机则实时观察其可用频谱中是否存在发射机与之通信，收到发射机的握手信息后建立同步。为了能够保持一致的频谱选择，该机制需要收发双方在时间上严格同步，在网络中实现存在困难。

频谱决策还可以指导未来的频谱感知。由于硬件条件、能量消耗等因素限制，CR 用户无法进行全频段的连续感知。频谱决策选择最优的频谱空穴实现用户的即时接入，同时也获得了频谱占用的统计信息，可采用强化学习等智能方法，选择空闲概率更高或者频谱特性更优的信道进行检测，减少频谱感知的盲目性，并提高频谱决策收益。

频谱决策还存在很多问题有待进一步研究。例如采用不同传输技术会导致单载波和多载波决策等问题；在授权频段和非授权频段（如 ISM 频段），CRN 与其他网络的频谱共享机制不同，还需要分别考虑两个频段的共存特性；此外，频谱决策与 CR 用户工作参数的重新配置密切相关，有必要研究如何建立频谱决策和重配置的协作框架。基于 VT 认知引擎的决策机制能够在一定程度上解决这些问题，但是认知引擎本身还面临用户感知、无线电性能测量

等众多挑战性问题，同样也需要更深入的研究。

5.4 接入控制

在 CRN 中，接入控制的功能是确定 CR 用户是否可以接入网络及采用何种参数（如频谱、功率等）接入，既能够提供足够的资源用以保证 QoS，又不影响授权用户和网络中其他 CR 用户的服务质量，是实现优化频谱分配的基本前提。

5.4.1 接入控制的特点

授权用户接入频谱具有绝对优先权，授权用户和 CR 用户主从式动态接入频谱，这种关系体现于：当授权用户未占用频谱时，CR 用户机会接入空闲频谱；当授权用户再次出现时，CR 用户要及时退避正在使用的频谱，避免和授权用户发生碰撞^[22-24]。这种主从式接入方式，导致 CRN 的接入控制具有以下特点。

（1）必须保证授权用户的 QoS

对于用户的新增呼叫，传统无线网络的接入控制需要保证不影响其自身网络内已有用户的服务质量。CRN 的新增呼叫请求主要有两种：一种是新用户的始发呼叫，另一种是由于授权用户出现或频谱质量下降等原因造成的频谱切换呼叫。区别于传统无线网络，在 CRN 中对这些新增呼叫进行接入控制时，由于 CR 用户利用的是授权用户未占用的频谱空穴，要求除了确保网络中已有的 CR 用户不受影响之外，更为重要的是不会对授权用户产生有害干扰。

（2）接入控制的准则有所区别

传统接入控制策略通常所采用的准则，主要有可用资源、等效用户数目、基站处的干扰水平、基站处的发射功率、系统过载概率以及降低的服务等级等。在 CRN 中，由于不具备独有的频谱资源，接入控制准则将会侧重于频谱空穴以及对授权用户的干扰水平等方面。例如，进行接入控制时，无论何种呼叫本质上都面临着无线资源的分配问题，而感知得到的频谱空穴能否提供足够的资源来保证 CR 用户新增呼叫的 QoS，实际上取决于授权用户对频谱的使用情况。同时，考虑到可能对授权用户造成的干扰，接入控制必须基于干扰温度限制等参数来严格设置 CR 用户的发射功率。

（3）接入控制的实现更加复杂

由于受 CR 用户周围无线环境及所处的地理位置等因素影响，收发双方感知到的可用频谱通常存在差异，再加上在动态变化的可用频谱当中难以选取固定的公共控制信道^[25,26]，如果收发双方不存在共同的可用频谱，则无法建立直接的通信链路。因此，CRN 实现接入控制面临的首要问题即是收发双方如何建立呼叫请求并交互测量信息（包括可用频谱信息、信道质量信息、频谱决策信息等）。文献[27]提出了一种单个 CR 用户的初始接入机制，分为初始链路确认、可用频谱交互和周期链路确认三个阶段来实现，解决了呼叫接入请求的初始化问题，但该机制所采用的接入准则是较为简单的可用资源数量，而且忽略了对授权用户的 QoS 保证。

实际中由于存在上述与传统无线网络接入控制所不同的特点，CRN 中的接入控制过程必须考虑授权用户的影响。通常将 CR 用户与授权用户的共享频谱组成一个频谱共享池。根据授权用户接入频谱共享池时是否考虑 CR 用户的存在可以将 CR 用户的接入控制分为与授权用户协调接入和透明接入两种类型。

5.4.2 与授权用户协调的接入控制

若授权用户的接入控制策略能够根据 CR 用户进行调整, 则 CR 用户可以与授权用户协调接入频谱池。在这种接入方式下, 授权用户考虑信道上是否存在 CR 用户, 自动选取频谱池中的空闲信道接入。这样, 如果频谱池中存在空闲信道, 已接入的 CR 用户就可以继续占用信道, 否则其业务就有可能被授权用户强制中断^[28~30]。在 CRN 中, 授权用户与 CR 用户动态接入频谱的过程可用 Markov 链进行建模。

假设频谱池中 共有 M 个信道, 每个信道带宽均为 B 且只能接入一个用户。授权用户和 CR 用户的到达率分别为 λ_{st} 和 λ , 服务率分别为 μ_{st} 和 μ , 系统强度分别为 $\rho_{st} = \lambda_{st} / M\mu_{st}$ 和 $\rho = \lambda / M\mu$ 。CR 用户与授权用户协调接入的 Markov 状态转移图如图 5-9 所示, 状态 (i, j) 中, i 为网络中 CR 用户的个数, j 为授权用户的个数。

取 CR 用户的阻塞率 P_{block} 和强制中断率 P_{forced} 作为衡量这种接入方式系统性能的主要指标值。由图 5-9 可见, 由于授权用户接入信道时考虑了 CR 用户的存在, CR 用户业务被强制中断的情况仅发生在频谱资源不足呼叫请求发生阻塞时。这对于 CR 用户的业务性能, 尤其是实时业务性能的影响不大。通过 CR 用户与授权用户协调共享频谱, 频谱资源的整体利用率得到提高。令

$$\eta = \frac{E[\beta]}{MB}$$

(5-11)

式中, $E[\beta]$ 表示利用频谱带宽的均值。

仿真结果表明, 当 $\rho = 0.2775$, $\rho_{st} = 0.15$ 时, 相比于现有的授权用户独占信道的通信系统, 通过 CR 用户与授权用户的协调接入, 可使 η 增加 40%, 且 $P_{block} < 10\%$, P_{forced} 为 0.1% 左右^[8]。但 CR 用户与授权用户协调接入的方式要求授权用户网络做一些改动, 如增加控制信道功能等, 实际网络中实现比较困难。因此提出这种接入方式的意义更多在于它给出了 CRN 用户业务性能的理论上限。

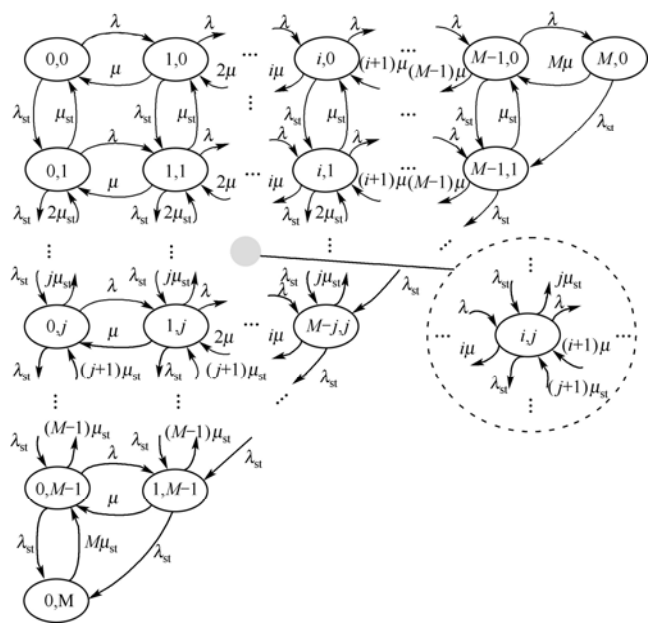


图5-9 协调接入的Markov模型

5.4.3 透明接入控制

考虑更接近实际的一种情况：授权用户接入频谱时不考虑 CR 用户是否存在，即 CR 用户是否占用频谱对授权用户来说是完全透明的。在这种情况下，CR 用户应采用灵活的接入控制策略实现对授权用户的透明接入，尽可能减少授权用户的再次出现对 CR 用户业务的影响。

1. 基于Markov模型的透明接入

若授权用户始终将其接入的频谱视为空闲频谱，而不考虑 CR 用户是否正在占用该频谱，那么基于 5.4.2 节中的模型假设，这种透明接入策略的状态转移图如图 5-10 所示。与授权用户协调接入方式相比，基本透明接入时只要网络中存在 CR 用户 ($i \geq 1$)，就有被授权用户强制中断的可能，即在任意 $(i, j), i \neq 0$ 的状态，都有可能出现 CR 业务的强制中断使得状态转移至 $(i-1, j+1)$ 。

在相同的仿真环境下，相比于与授权用户协调的接入控制，该透明接入的 η 和 P_{block} 性能相差无几，而 P_{forced} 则增加了近一个数量级^[8]。较高的 P_{forced} 对 CR 业务特别是实时通信业务的影响较大，如何降低 P_{forced} 应是重点关注的问题。

基于信道预留的接入是有效降低 CR 用户 P_{forced} 的策略之一，其核心思想是预留一部分频谱资源给授权用户或 CR 用户专用，达到降低 P_{forced} 的目的，而实质是以一定的 P_{block} 性能损失换取 P_{forced} 性能提高。通常通过寻求最优的预留信道数取得 P_{block} 与 P_{forced} 的折中。

(1) 为授权用户预留信道方式

授权用户接入时，先选择空闲的预留信道接入，若预留信道全部占用，则接入非预留的信道，即若为授权用户预留 R 个信道，则 CR 用户至多能够接入 $M-R$ 个。这种方式通过控制授权用户优先接入预留的空闲信道，减小了 CR 用户被中断的可能，但同时减小了 CR 用户的可用信道数，增加了阻塞率。

仿真结果表明，随着预留信道数的增加，CR 用户的中断率逐渐降低，但阻塞率却不断上升^[31]。所以有必要选取合适的预留信道数 R ，取得阻塞率和中断率的折中。文献[31]考虑通过在一定的阻塞率和中断率的限制条件下最大化网络容量来选取最优的 R ，并给出了最大网络容量的表达式

$$C = \max \left\{ \max_R \left\{ \lambda^{(R)} \mid P_{\text{block}} < P_{\text{bmax}}, \lambda^{(R)} \mid P_{\text{forced}} < P_{\text{fmax}} \right\} \right\} \quad (5-12)$$

式中， C 为网络容量，以到达率 λ 表示； P_{bmax} ， P_{fmax} 分别表示 CRN 的最大阻塞率和最大中断率限制； $\lambda^{(R)} \mid P_{\text{block}} < P_{\text{bmax}}$ 表示授权用户预留 R 个信道时，满足 $P_{\text{block}} < P_{\text{bmax}}$ 条件的 CR 用户最大到达率。可以通过适当的调节来选取满足式 (5-12) 的最优预留信道数 R 。仿真结果表明，在 $P_{\text{bmax}} = 5\%$ ， $P_{\text{fmax}} = 2\%$ 的条件下，选取 $R = 4$ 可以达到最大网络容量，而且在相同网络参数下选取预留信道 ($R = 7$) 可以比无预留信道的情况达到 56% 的容量提升^[31]。

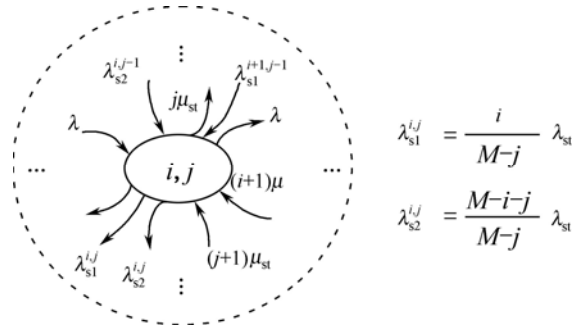


图5-10 透明接入的Markov模型

(2) 为 CR 用户预留信道方式

当 CR 用户正在占用的信道再次出现授权用户时, CR 用户切换到为其预留的信道上。这种方式下无需对授权用户进行控制, 使授权用户网络不用进行任何改变。文献[32]提出一种为 CR 用户预留信道的机制。假设频谱池中存在 M 个授权信道, 把每个授权信道看做宽带信道, 将其均分为 V 个窄带子信道, 每个子信道可以接入一个 CR 用户。若为 CR 用户预留 $R(R < V)$ 个子信道, 当与授权用户发生冲撞时, CR 用户就会寻找预留的空闲子信道进行切换而不会中断未完成的业务。

为了寻求最优的预留信道数 R , 文献[32]提出了以最大 CRN 吞吐量为目标的方法。CRN 网络的吞吐量定义为每秒成功完成的服务数:

$$\rho(r) = \sum_{i=1}^{VM-R} \sum_{j=0}^M p(i, j) i \mu \quad (5-13)$$

仿真结果表明: 当 $\mu_{st} = 0.06$, $\mu = 0.8$, $\lambda_{st} = 0.04$, $\lambda = 10$ 时, 最优的预留信道数为 $R = 1$ 。而且在相同的参数下, CRN 的吞吐量比无预留信道时上升了 28%。

以式 (5-13) 选取 R 可以达到较高的 CRN 吞吐量, 但仅以吞吐量为目标来选取 R 是不全面的, 式 (5-13) 中无法很好地体现阻塞率和中断率的折中。另外, 式 (5-13) 中的吞吐量与 CR 用户的到达率直接相关, 仿真结果表明, 当 CR 用户的到达率 $\lambda > 14$ 时最大吞吐量都在 $R = 0$ 时取得, 这时为 CR 用户预留信道的机制将失去意义^[32]。

2. 基于预测的透明接入

采用预留信道的机制可在一定程度上降低 P_{forde} , 但由于实质上仍是 CR 用户与授权用户发生冲撞后被动地退出信道, 这样无疑不仅会对授权用户造成有害干扰, 还会引起 CR 用户频繁的传输中断。若采用上述为 CR 用户预留信道方式用于切换还会不可避免地带来一些切换时延。基于预测的接入方式则是通过预测信道的特性, 如授权用户的信道占用规律、频谱空穴出现的位置及可能的空闲时长等, 主动选择满足要求的最佳接入机会, 降低可能与授权用户冲撞的概率。预测的方法可以是基于历史信息的简单估计也可以是一些相对复杂的人工智能算法。

依据信道随授权用户占用和空闲动态变化的历史信息, 文献[33]提出了一种启发式预测接入算法, 从可用时间上估计信道的可用性: 当信道 m 空闲了时间长度 s 后, 如果接收到 CR 用户一个时长为 t 的业务请求时, 可用 $P_{t,s}$ 来判断 m 对于该 CR 用户是否为最佳的接入机会

$$P_{t,s} = P\{\text{可用频谱剩余时间} > t | \text{已空闲时间} = s\} = \frac{\sum_{k>t+s} P_k}{P_t} \quad (5-14)$$

式中, P_k 是根据信道使用历史估计信道 m 空闲时间为 k 的概率; 比较各个信道的 $P_{t,s}$ 值, 值越大则信道越适合接入。

文献[34]提出了基于隐马尔可夫模型 (Hidden Markov Model, HMM) 的信道预测算法。这种算法根据观察到的信道占用序列进行自我训练, 属于一种智能学习算法。定义 HMM 为 $\zeta = \{P, \mathbf{B}, \pi\}$, 其中 P 表示信道状态转移概率, \mathbf{B} 表示在特定状态输出的信道占用概率矩阵, π 表示信道的初始概率分布。授权用户的频谱占用情况抽象为二进制向量 $\mathbf{Y} = 0/1$, 表示信道空闲/占用。 $y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ 表示信道状态的观察序列, 其中 y_i 为第 i 个时隙的信道占用状态。基于 HMM 的预测算法首先通过观察序列 $y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ 进行自我训练确定模型参数 P 和 \mathbf{B} , 根据确定的参数, 就可以估计连续多个时隙的信道占用的概率。对于特定时隙 i , 信

道状态概率为： $P(y_i|\zeta)$ 。为了判定信道的占用情况，引入判决门限 δ ，当 $P(y_i = 0|\zeta) - P(y_i = 1|\zeta) \geq \delta$ 时，则判定信道被授权用户占用。通过调整参数 δ 可以使算法达到不同的性能指标。

基于 HMM 的信道预测算法通过预测授权用户的频谱空闲/占用的概率，得到频谱空穴出现的时隙及其空闲时长，CR 用户基于频谱空穴的可能性来决定占用哪个信道。这样 CR 用户就可以根据信道预测信息及时地主动退出下个时隙可能被授权用户占用的信道，而不是检测到授权用户后被迫强制中断，从而大大减少了与授权用户冲撞的次数。

3. 基于功率控制的透明接入

基于 Markov 模型的接入控制策略从整个 CRN 网络的角度考虑了强制中断率和阻塞率等系统性能。实际网络中，还可以利用 CR 用户的功率控制达到系统性能的提升。通过优化每个 CR 用户的接入功率，在避免对授权用户造成有害干扰的前提下，保证满足其性能要求。由于 CR 用户采用的传输方式不同，可能会存在一个 CR 用户同时接入多个信道和多个 CR 用户同时接入一个信道等情形。

(1) 一个 CR 用户接入多个信道

若一个 CR 用户接入多个信道时，接入控制策略主要是基于各信道质量差异（如带宽、传输特性等）和 CR 用户性能要求^[35-37]，根据 CR 用户总传输功率及其对授权用户的干扰限制，优化用户在每个信道上的接入功率。文献[38]提出了单用户多信道并行传输的功率控制算法，使得该 CR 用户通过最低的传输功率和最少的信道个数满足其传输速率要求。该算法首先根据 CR 用户的传输速率要求 R_0 计算一个特定的信道组合的最小传输功率，再遍历所有可能的信道组合，找出信道个数最小的组合。设该 CR 用户可以同时接入 $m(m \leq M)$ 个信道，根据 Shannon 公式，传输功率最小化问题可表述为

$$\begin{aligned} \max_{\{r_1, \dots, r_m\}} & \sum_{i=1}^m (e^{r_i} - 1) \frac{I_i}{g_i} \\ \text{s.t.} & \sum_{i=1}^m r_i B_i = R_0, 0 \leq r_i \leq \ln \left(1 + \frac{P_i^{\max}}{I_i} \right), \quad i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (5-15)$$

式中， $r_i = R_i / B_i$ ， R_i 为 CR 用户在信道 i 的传输速率， B_i 为信道带宽， g_i 为传输功率增益， I_i 为接收端的瞬时干扰与高斯白噪声功率之和， P_i^{\max} 为信道 i 上允许 CR 用户传输的最大功率。

(2) 多个 CR 用户接入一个信道

当多个 CR 用户同时接入同一个信道时，CR 用户间的同频干扰是影响 CR 用户性能的重要因素，通过功率控制减少同频干扰，能够增加接入该信道的 CR 用户数，从而降低阻塞率，提高系统吞吐量性能。

在这种情形下，对于其中一个 CR 用户 n 来说，其 SINR 为

$$\gamma_n^m = \frac{G_{nn}^m P_n^m}{\sum_{r \neq n} G_{nr}^m P_r^m + N_0}, \quad \forall n \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (5-16)$$

式中， P_n^m 表示 CR 用户 n 在信道 m 上的发射机功率， G_{nr}^m 表示从 CR 用户 r 到 n 在信道 m 上的传输功率增益， N_0 为每个 CR 用户的噪声功率谱密度。若 CR 用户 n 没有接入信道 m ，则 $P_n^m = 0$ 。

CR 用户保证其性能的最小 SINR 要求为 $\bar{\gamma}$ ，同时，CR 用户对授权用户干扰总和应不大于门限值 $\bar{\xi}$ 。若要进行可靠的传输，则必须满足以下两个约束条件

$$\gamma_n^m \geq \bar{\gamma} \quad (5-17)$$

$$\sum_{n=1}^N P_n^m G_{kn}^m \leq \bar{\xi}, \quad \forall k \in \Pi^m; \forall m \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (5-18)$$

式中， G_{pn}^m 表示从 CR 用户 n 到授权用户 k 在信道 m 上的传输功率增益， Π^m 表示在信道 m 上的授权用户集合。文献[39, 40]应用 Perron-Frobenious 理论证明对于 m 信道上的 N_m 个 CR 用户 $(n_1, n_2, \dots, n_{N_m})$ ，存在一组正的传输功率集合 $\mathbf{P}^m = (P_{n_1}^m, P_{n_2}^m, \dots, P_{n_{N_m}}^m)^T$ ，使得这 N_m 个 CR 用户均满足其 SINR 要求，且不会超过授权用户可以容忍的干扰门限。

在此基础上，文献[41]提出了一种功率控制接入策略，以 δ 为因子 ($\delta > 1$) 逐步增加 CR 用户的功率到其允许的最大功率，即满足约束条件的功率向量 $\mathbf{P}^m = (P_{n_1}^m, P_{n_2}^m, \dots, P_{n_{N_m}}^m)^T$ 中对应于该用户的值，若达不到其 SINR 要求，则计算该用户的丢弃概率

$$\text{Pr}_n^{\text{drop}} = \rho \left(1 - \frac{\gamma_n^m}{\bar{\gamma}} \right) \quad (5-19)$$

式中， $\rho \in (0, 1]$ 为常数，取随机数 $x_n \in (0, 1]$ ，如果 $x_n < \text{Pr}_n^{\text{drop}}$ ，则丢弃该用户，否则该用户等待下一次迭代，以此达到限制该用户接入系统的目的，确保满足已接入 CR 用户的 SINR 要求。文献[42]采用梯度下降算法，将用户接入与功率分配分别进行优化，降低了系统复杂度，且易于实现。

5.5 频谱分配

在接入控制明确 CRN 中参与分配的 CR 用户集合的基础上，如何为这些用户分配可用频谱，以达到 CRN 优化目标，是能否有效地提高频谱利用率的关键问题。

由于空闲频谱资源有限，CR 用户之间需要竞争使用这些资源，且不同 CR 用户的优先级、QoS 要求都不一样，所以 CRN 网络需要在保证优先级高的 CR 用户先得到服务的同时也要保证频谱资源不会被某些 CR 用户独占，即系统需要公平而有效地管理空闲频谱资源。因此，空闲频谱分配的主要目的就是根据 CR 用户的优先级、QoS 等要求，公平而有效地分配一定数量的频谱资源，使得系统性能得到改善或逼近于最优状态。

但受授权用户使用频谱的限制，CR 可用频谱的数量和位置随时间在不断变化，因此对于这些“不确定”的频谱资源进行优化分配本质上是一个受限的频谱分配问题。这里还需注意的一点是：实时性要求是 CRN 频谱分配技术区别于其他无线通信频谱分配的最主要特点。这主要是由于授权用户是否使用频谱是一个随机过程，实际的可用频谱信息不断变化，相应的频谱分配算法执行时间应尽量缩短。提高实时性体现于降低算法复杂度、减小信令开销等多个方面。

5.5.1 频谱分配技术分类

目前关于频谱分配技术的分类有多种，按频谱接入分类一般分为完全受限频谱分配和部分受限频谱分配；按网络结构分类可分为集中式频谱分配和分布式频谱分配；按合作方式分

类可分为合作式频谱分配和非合作式频谱分配。

1. 完全受限频谱分配和部分受限频谱分配

CR 用户与授权用户的频谱共享可以分为机会式频谱共享（Spectrum Overlay）和覆盖式频谱共享（Spectrum Underlay）两类。不同的共享方式决定了在频谱分配过程中 CR 用户所受到的限制因素有所区别，形成了完全受限频谱分配和部分受限频谱分配两类机制。

在机会式频谱共享中，CR 用户采用“见缝插针”的方式接入，为其分配的是授权用户未使用的频谱，而且一旦授权用户要使用自己被 CR 用户正占用的频谱，CR 用户必须立即释放该频谱；若不存在可用频谱，CR 用户则无法进行频谱分配，需要等待授权用户空闲频谱的出现。可见，在这种共享方式下，CRN 的频谱分配完全受限于授权用户的频谱占用情况，称之为完全受限频谱分配，如图 5-11（a）所示。

在覆盖式频谱共享中，通常采用 UWB(Ultra-Wide Band)或 CDMA(Code Division Multiple Access)等扩频技术，可使用与授权用户相同的频谱，在频率上完全覆盖。这样，在频谱分配过程中可以不考虑授权用户频谱占用情况的严格限制，但仍要限制其发射功率以不对授权用户造成有害干扰，是部分受限频谱分配，如图 5-11（b）所示。

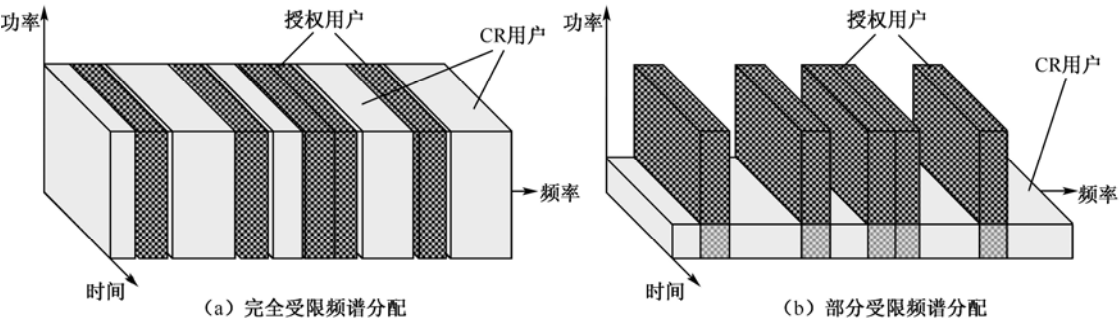


图5-11 完全受限与部分受限频谱分配

2. 集中式频谱分配和分布式频谱分配

在集中式频谱分配中，由中心控制器来协调和管理 CR 用户对空闲频谱的使用，通过收集其控制范围内各 CR 用户的频谱感知信息，建立可用频谱数据库，能够实现全局优化的频谱分配。然而这种方式也存在一定的局限，一方面，中心控制器与各 CR 用户的交互通常需要依赖于预先指定的控制信道，随着网络密度不断加大，设置过多的控制信道会对用于数据通信的带宽产生影响；另一方面，随着用户数量增多，由于中心控制器的运算复杂度迅速增加，其极有可能成为限制整个网络处理性能的瓶颈^[13]。

在分布式频谱分配中，每个 CR 用户观察其周围环境中的授权用户，依据本地或合作检测信息，并结合频谱共享方式等策略进行频谱分配，较集中式频谱分配更为灵活且具有更好的可扩展性。其面临的挑战在于，考虑到阴影、多径、空间距离等复杂的无线环境因素，单个 CR 用户的本地检测性能受到影响，且不可避免地存在“隐终端”问题，导致基于本地检测信息的频谱分配可能对授权用户接收机造成潜在干扰；基于合作检测信息的频谱分配虽然可以有效克服“隐终端”问题，但频繁的信息交互将会造成较大的系统开销。

3. 合作式频谱分配和非合作式频谱分配

在 CRN 中, 合作式频谱分配可存在于 CR 用户与授权用户之间, 通过交互频谱占用信息来提高频谱利用率, 这种合作方式最为直观, 但是为了实现高效共享, 授权用户不仅要向集中式数据库实体或者分布式网络结构中的邻居节点发送其自身的频谱占用信息, 甚至还需要考虑 CR 用户的接入情况来使用频谱, 会造成授权用户额外的开销与负担。在实际中更为可行的是在 CR 用户之间采用合作式频谱分配, 关键是在共享频谱感知信息的基础上优化合作用户的频谱效用函数, 提高整个 CRN 的频谱利用率并避免干扰^[13]。合作方式能够实现逼近最优的频谱分配, 但存在较大的合作开销, 而且由于其通常以最大化整体频谱利用率为目标, 有时还会牺牲本地用户的性能来换取网络整体性能的提升^[14]。

非合作式频谱分配则是基于单个用户自身对周围环境的观察, 由该用户独立地做出频谱决策并接入频谱。CR 用户与其他用户之间只进行最少的必需的交互, 甚至不交互, 使得通信开销显著降低, 而这种方式通常被认为是一种自私、贪婪的实现途径, 频谱利用率难以达到全局最优。因此在实际应用中需要考虑通信开销和频谱利用率这两方面的折中^[12]。

对于上述各种频谱机制分类, 在实际应用和理论分析研究中通常需要联合起来考虑, 以针对特定的系统模型或具体的应用场景提出解决方案。下文首先在 5.5.2 节中分别介绍集中式和分布式网络结构下的完全受限频谱分配技术, 并对分布式网络中基于合作和非合作的频谱分配进行详细阐述, 然后在 5.5.3 节中介绍部分受限频谱分配技术。

5.5.2 完全受限频谱分配

在完全受限频谱分配中, CR 用户对某频谱上的授权用户是否造成有害干扰可抽象为二进制干扰模型, 即若授权用户占用该频谱, 则认为 CR 用户会对其产生有害干扰, 不能进行分配; 反之, 若授权用户未出现, 则认为不存在有害干扰, CR 用户可利用该空闲频谱进行分配。受不同网络结构影响, CR 用户对频谱占用信息的获取与利用以及分配算法的优化目标等都会存在差异。下面分别讨论集中式和分布式网络结构下的完全受限频谱分配技术。

1. 集中式完全受限频谱分配

在集中式频谱分配中, 中心控制器可以收集每个 CR 用户检测到的频谱和干扰信息, 统一进行频谱分配的决策, 有利于减小用户间的干扰, 提高 CRN 整体性能。现有的集中式频谱分配研究大多基于 IEEE 802.22 工作组提出的无线区域网 (Wireless Regional Area Network, WRAN), 主要从单个 WRAN 小区内部和多个 WRAN 小区之间的频谱分配两个方面进行分析^[43~57]。

(1) 单个 WRAN 小区内部的频谱分配

CRN 中的可用频谱具有非连续性和差异性, 正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术可以有效解决多个离散频谱的利用问题。文献[46]提出应用 OFDM 技术实现非连续空闲频谱的有效利用。文献[48]提出一种 CR 的 OFDM 帧结构及其子载波分配方法, 提高了频谱利用率并可在一定误帧率的条件下显著提高所分配子载波处的信噪比。文献[47]在进行载波分配时考虑了对授权用户的干扰, 并采用子载波和发射功率二步分配以降低计算复杂度。文献[49]则提出对时隙、子载波和载波功率进行联合分配, 算法不仅提高了 WRAN 小区的系统容量还保证了用户间的公平性。在 WRAN 小区中每个 CR 用户的吞吐量

收益可能是不同的,考虑到这种差异性,文献[50]提出一种基于本地计算的频谱拍卖机制,基站根据每个用户最优吞吐量收益和次优吞吐量收益的差值来做出分配决策,提高了 WRAN 小区的频谱利用率,而且每个用户各自计算自己的吞吐量收益差值,降低了基站的计算复杂度。在实际的无线环境中,相邻信道间会存在干扰,在信道分配时有必要考虑邻频干扰的影响。文献[51]提出基于授权用户接收机端的干扰温度来分配信道,算法不但考虑了信道本身的干扰温度限,还根据距离计算出相邻信道对当前信道的干扰值,综合两方面的信息做出分配决策。

(2) WRAN 小区之间的频谱分配

这类算法主要关注如何使相邻 WRAN 小区之间在频谱分配方面进行合作,共享频谱资源,以提高整个网络的频谱利用率。由于 CRN 中频谱分配的动态性,相邻 WRAN 小区之间的信令信息(如 PN 序列)可能产生冲突,而导致小区间无法共存,更无法进行频谱的共享。为了解决这个问题,文献[52]提出一种小区间的共存机制,相邻基站通过竞争选出一个主基站,由主基站为其他基站进行信令参数的分配,以避免冲突。当一个新的 WRAN 小区出现时,如何使新的小区获得所需的频谱资源是一个需要研究的问题。文献[53,54]提出一种在 WRAN 小区之间分配资源的方法。新小区向其他小区请求资源划分,通过小区之间定义的频谱资源协商信息有效分配频谱资源。实际上不但新出现的 WRAN 小区需要分配频谱,许多正在运行的小区会因用户数的增加出现频谱短缺的情况,也需要协调小区之间的频谱分配。为了改善小区之间这种频谱资源占用的不均衡性,文献[55,56]提出一种 WRAN 小区之间出租频谱的方法,通过把一些小区的空闲频谱租赁给频谱短缺的小区,优化了 WRAN 小区之间的频谱分配;文献[57]则提出一种 DFH (Dynamic Frequency Hopping) 社区,其主要思想是对 WRAN 小区分簇,使相邻的 WRAN 小区之间在频谱检测和分配方面进行合作,以使检测结果更加可靠,并提高 CRN 频谱利用率。

若假设频谱空穴和参与分配的 CR 用户集合已知,CRN 中的集中式频谱分配技术与传统蜂窝网中集中式频谱分配技术没有本质区别。相比之下,每个 CR 用户都执行分配算法的分布式频谱分配技术,更适合于 CRN 中空闲频谱空穴时变的无线环境,现有研究更多地集中于分布式频谱分配算法^[14,17,58~81],本节将分别重点讨论基于合作和基于非合作的分布式频谱分配算法。

2. 基于合作的分布式完全受限频谱分配

基于合作的分布式频谱分配通过多个 CR 用户之间相互交换分配信息、协商频谱分配,合力达到全局最优的频谱分配目的。现有基于合作的分布式频谱分配算法大都基于图着色理论。

(1) 图着色模型

在 CRN 中,考虑到实际情况中授权用户的出现和其所占用信道的释放是随机的,每次检测到的信道可用情况随时间而变化,为了简化分析通常假设一次分配中 CR 用户的可用信道固定不变。基于以上假设,为了避免冲突,信道的分配需满足以下限制条件:

① 可用信道限制。在同一时间,每个 CR 用户的可用信道需与检测结果中授权用户未占用信道相匹配。

② 干扰限制。CR 用户之间同时分配相同信道需满足一定的距离、发送功率等要求。

在这些限制条件下,CR 用户信道分配发生冲突时,优化信道分配问题可转换为图着色问题。若将整个 CRN 网络抽象为一个冲突图 $G(V, E, L)$,信道的分配过程可用图着色理论建

模。定义图 $G(V, E, L)$ 如下：

(a) 顶点 $V = \{V_n, n=1, 2, \dots, N\}$ ，表示需要分配信道的所有 CR 用户集合， $|V| = N$ 表示 CR 用户总数。任一顶点 V_n 代表 CR 用户。

(b) 边 E 表示信道分配相互冲突的关联边矩阵， $E = \{e_{nr} | e_{nr} \in \{0, 1\}\}_{N \times N}$ ， $e_{nr} = 1/0$ 表示用户 n 与用户 r 间有边/无边。有边表示两用户需分配不同的信道，即着不同的色。

(c) 可用信道状态矩阵 $L = \{l_{nm} | l_{nm} \in \{0, 1\}\}_{M \times N}$ ， $l_{nm} = 1/0$ 表示用户 n 可以/不可以使用信道 m 。依据授权用户占用信道的情况，每个 CR 用户可用信道集合不同。

分配的信道是颜色集合 $C = \{C_m, m=1, \dots, M\}$ ， $|C| = M$ 表示可分配信道总数。分配完成后信道分配情况表示为分配矩阵 $S = \{s_{nm} | e_{nm} \in \{0, 1\}\}_{N \times M}$ ， $s_{nm} = 1/0$ 表示信道 m 已分配/未分配给 CR 用户 n 。

传统的图着色问题是对冲突图中的顶点 V_n 进行着色，在满足一定条件下，使得任意两个相邻 V_n 不具有相同的颜色，而所需要的颜色数最少。在分布式频谱分配中采用图着色理论主要用来解决如何为顶点（用户）分配信道来优化系统的目标函数 $U(S)$ 问题，即

$$\begin{cases} S^* = \underset{S}{\operatorname{argmax}} U(S) \\ s.t. \quad s_{nm} \leq l_{nm}, s_{nm} s_{rm} e_{nr} = 0 \end{cases} \quad (5-20)$$

式中， $s_{nm} s_{rm} e_{nr} = 0$ 表示用户 n 与用户 r 之间不能同时分配相同的信道 m 。

(2) 基于图着色模型的频谱分配算法

① 基于吞吐量的频谱分配算法。分布式贪婪算法（Distributed Greedy Algorithm, DGA）^[60] 是基于图着色模型的一种经典的吞吐量最大优化分配算法，系统最大吞吐量的目标函数为

$$U(S) = \max_S \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M s_{nm} \quad (5-21)$$

DGA 算法采取逐一分配信道的方法，将信道分配给满足 $\max_{n=1}^N s_{nm}$ 条件的 CR 用户，且

分配过程中 CR 用户 n 的可用信道数 $L(n) = \sum_{m=1}^M l_{nm}$ 的值越小，分配优先级越高，从而使系统总吞吐量达到最大。仿真显示，在 $N=6, M=15$ 时的环形拓扑中，DGA 的吞吐量和由罗列法得到的最佳分配曲线重合^[60]。但是该算法考虑的是相同信道质量下系统的吞吐量，忽略了实际应用中由于 CR 用户间距离、信道传播特性等参数的不同而引起的单个信道对不同 CR 用户的吞吐量差异。

针对以上问题，文献[61]提出了（Max-Sum-Bandwidth, MSB）算法，用 b_{nm} 表示用户 n 使用信道 m 可以达到的最大吞吐量，逐一将信道分配给满足 $\max_{n=1}^N s_{nm} \cdot b_{nm}$ 条件的 CR 用户，得到系统最大吞吐量为

$$U(S) = \max_S \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M s_{nm} \cdot b_{nm} \quad (5-22)$$

DGA 和 MSB 算法都是在已知授权用户信道使用情况下对 CRN 进行优化的，且分配期间忽略授权用户使用情况的变化，没有动态性，也没有考虑用户分配的公平性。

② 基于公平性的频谱分配算法。仅以吞吐量为目标的频谱分配算法往往在追求高吞吐量的同时不能兼顾 CR 用户分配信道的公平性，对于单个 CR 用户来说，公平性直接关系到在信道不充足的情况下是否能够分配到信道。同样基于图着色模型，为了最大化瓶颈 CR 用

户的吞吐量，文献[61]提出了最大化最小带宽（Max-Min-Bandwidth，MMB）算法，使最小流量 CR 用户的吞吐量达到最大：

$$U(S) = \max_S \min_{n \leq N} \sum_{m=1}^M s_{nm} \square b_{nm} \quad (5-23)$$

MMB 算法考虑到 CR 用户分配的公平性，但这种公平性是以系统吞吐量大幅度下降为代价的。因此，文献[61]提出了基于着色原理的最大比例公平（Max-Proportional-Fair，MPF）算法，在保证系统吞吐量的同时兼顾了公平性。MPF 从统计理论角度应用比例公平算法比较 CR 用户使用信道的回报吞吐量，使 CR 用户 n 达到一个特定的公平点 r_n / \hat{R}_n （即 n 使用此信道能得到的吞吐量和之前 n 使用此信道得到的平均吞吐量之比），当 r_n / \hat{R}_n 值最大时，系统为用户分配信道，得到比例最大吞吐量：

$$U(S) = \max_S \sum_{n=1}^N \lg \left(\sum_{m=1}^M s_{nm} \square b_{nm} \right) \quad (5-24)$$

从式（5-23）和式（5-24）很难看出公平性算法中信道分配的数量关系，文献[62]中则提出了一条 BF（Fairness Bargaining with Feed Poverty）准则，使每个 CR 用户归一化吞吐量不小于最低限（贫困线） $PL(n)$ ：

$$TP(n) \geq \left[\frac{|L(n)|}{d(n)+1} \right] = PL(n) \quad (5-25)$$

式中， $TP(n)$ 表示 CR 用户 n 的吞吐量， $d(n)$ 表示 n 的邻居数，即与 n 有关联边的 CR 用户数。基于 BF 准则，低于 $PL(n_1)$ 的 CR 用户 n_1 先利用一对一 FB（Fairness Bargaining）算法来改善信道使用的公平性，即 CR 用户 n_1 与邻居 n_2 首先得到可用来协调公平性但是不会对 n_1 、 n_2 的邻居造成干扰的 Bargaining 信道集（ B ），即

$$B_b(n_1, n_2) = L(n_1) \cap L(n_2) \cap \left\{ \{0 \cdots M-1\} \bigcup_{n \in \text{Nbr}(n_1, n_2)} f_s(n) \right\} \quad (5-26)$$

式中， $\text{Nbr}(n_1, n_2)$ 表示 CR 用户 n_1, n_2 的邻居； $f_s(n)$ 表示在信道分配矩阵为 S 时，分配给 CR 用户 n 的信道集。然后利用 B 将信道分配矩阵从 S 调整到 S' ，使：

$$TP_{S'}(n_1) \cdot TP_{S'}(n_2) > TP_S(n_1) \cdot TP_S(n_2) \quad (5-27)$$

式中， $TP_S(n)$ 和 $TP_{S'}(n)$ 分别表示 CR 用户 n 在信道分配矩阵为 S 和 S' 时的吞吐量；因为一对一 FB 会受 B 的限制（如当 n_1 没有分配到信道时， B 为空集情况），所以当一对一 FB 失效时，CR 用户 n_1 会启用一对多 FPB（Feed Poverty Bargaining）算法：当 n_1 的邻居（都在使用信道 m_0 ）让出信道 m_0 给 n_1 会使公平性有所提高：

$$TP_{S'}(n_1) \prod_{n \in \text{Nbr}(n_1) \cap S_{m_0}, n=1} TP_{S'}(n) > TP_S(n_1) \prod_{n \in \text{Nbr}(n_1) \cap S_{m_0}, n=1} TP_S(n) \quad (5-28)$$

式中， $n \in \text{Nbr}(n_1) \cap S_{m_0}, n=1$ 表示 CR 用户 n_1 的邻居，同时该邻居又在使用信道 m_0 。

文献[62]指出若信道在每个 CR 用户处都可用，即 $|L(n)| = M$ 并且 $M \geq \max_{0 \leq n \leq N} d(n)+1$ ，则 BF 准则可以保证每个 CR 用户不会处于“饥饿”状态（没有被分配信道）。这正好和着色原理的经典结论：一个图最多需要 $\max_{0 \leq n \leq N} d(n)+1$ 种颜色着色相符合。

③ 基于复杂度的频谱分配算法。授权用户是否使用频谱是一个随机过程，随时都可能新的授权用户占用新的频谱资源，在进行频谱分配算法设计时，应尽量考虑降低算法的复杂度，缩短算法的周期。复杂度的高低将直接关系到算法的可实现性，在考虑提高算法吞吐

量、公平性的同时，应该尽可能的降低算法的复杂度。这里我们仅考虑计算复杂度（算法的迭代次数）和通信开销。

DGA 和 MSB 等算法需要反复求和后比较信道吞吐量，并不适用于 CRN 中 N 和 M 较大的情况，因此为了减小时延和通信开销，文献[60]提出了一种随机分布式算法（Randomized Distributed Algorithm, RDA），主要思想是 CR 用户和邻居用户竞争信道失败后，增加其赢得下一次信道的分配机会。CR 用户在窗口 $[0, w]$ 内对每个可用信道产生一个对应的随机数，将每个信道分配给所有相邻用户中随机数最大的用户。CR 用户根据信道分配情况更新自己的可用信道集，没有分配到信道的 CR 用户 w 加倍，分配到信道的 CR 用户 w 减半，各 CR 用户在调整后的 $[0, w]$ 内产生新的随机数，继续下一轮的信道分配。仿真显示，在 Hexagon-Triangle 拓扑中，相比于 DGA 算法，RDA 算法的实时和收敛条件下的吞吐量差异较小^[60]，一次循环中能分配较多的信道，收敛时间短，复杂度比较低，但其缺点是仅依据过于简化的随机数分配信道，并辅以固定竞争窗口的调整来保证一定吞吐量和公平性，算法整体性能提高有一定局限性。

在 DGA、MSB 和 RDA 等算法中，图 G 是一个复合图，存在重边，分配算法完成的时间随着 M 的增多而增加。为避免 M 对算法分配时间的影响，文献[63]提出一种并行分配算法。该并行分配算法通过对图 $G(V, E, L)$ 中矩阵的处理，把复合图 G 分解为 M 个简单子图，对图 G 的边着色可以简化为对 M 个子图的点着色。同时对 M 个子图着色，每个子图得到的分配结果分别为列向量 s_m ，可以得到与 MSB 算法相同的最优分配矩阵 S 。但是该算法所有子图均完成分配的计算复杂度为

$$\max_{1 \leq m \leq M} \|s_m\| \quad (5-29)$$

当所有 $\|s_m\|$ 相等时，与 MSB 算法的复杂度 $\sum_{m=1}^M \|s_m\|$ 相比，并行算法的复杂度可降为 $1/M$ ，大大缩短了分配周期，有利于实现快速频谱分配。仿真结果表明，并行算法的复杂度不受 M 的影响，随着 M 的增加，其复杂度近似一条水平线，且该算法复杂度存在上界 N 。当 M 增加到比较大的数目时，并行算法的优势更加明显。

上述算法都是基于固定网络拓扑的假设，实际上对于网络拓扑可变的情况，也可以运用上述算法对变化后的拓扑进行全局优化，但是会造成很大的时延和计算开销。事实上当授权用户再次出现或 CR 用户移动而导致网络拓扑结构发生变化时，真正受影响的 CR 用户并不多，只需在上一次优化分配的基础上，针对特定目标对受影响的 CR 用户重新实现优化分配。

现有的可变拓扑频谱优化分配算法（如 Bargaining 算法）通过将受拓扑变化影响的 CR 用户自组织成 Bargaining 群，在群内很好地实现了频谱分配的公平性，相比于 DGA 算法通信开销降低了 50% 以上，但吞吐量性能稍差一些^[62]，且还存在一定的群内合作通信开销。针对该情况，文献[14]提出了以设备为中心的免冲突的频谱管理规则，可有效减小合作通信开销：若 CR 用户 n 可选择的空闲信道数目不能满足 $PL(n)$ ，则从“富裕”CR 用户手里获得信道。它从任何一个“富裕”CR 用户 r 手里获得的信道数目满足：

$$\min \{C(r) - PL(n), PL(n) - C(n)\} \quad (5-30)$$

这里“富裕”CR 用户是指目前使用的信道数比 n 多的用户， $C(n)$ 和 $C(r)$ 分别指 n 和 r 目前的信道使用数目。因为 Bargaining 算法需要四次握手协议来完成一次信道调整。仿真表明当网络中有 20 个信道，40 个 CR 用户时，基于免冲突的规则相对于 Bargaining 算法减小了

240%的合作开销，至多需 $o(N^2)$ 次 CR 用户信道调整就可收敛并保证每个 CR 用户 n 使用信道的数目不小于 $PL(n)^{[14]}$ 。

3. 基于非合作的分布式完全受限频谱分配

在基于合作的分布式频谱分配算法中，用户进行信道选择时需要获得全局的或局部的信息（如信道占用信息、网络拓扑信息等），用户间频繁的信息交互不仅增加了通信开销，还增加了分配所需时间，对空闲频谱空穴快速变化的情况适应性不强。非合作频谱分配算法中，每个 CR 用户仅依靠本地信息，依据优化自身性能的基础上最终达到系统整体性能优化的目标，采取频谱分配策略，可降低通信开销和复杂度。现有基于非合作的频谱分配算法大致可分为两类：一类研究单个用户的决策过程，不考虑用户之间的相互关系，即基于单用户的频谱分配算法^[17]；另一类则从多用户竞争的角度出发进行研究，即基于多用户竞争的频谱分配算法^[68]。

(1) 基于单用户的频谱分配

基于单用户的频谱分配主要关注单个 CR 用户如何根据自身的频谱检测结果来选择频谱分配策略。目前基于单用户的频谱分配主要集中于部分观察马尔可夫决策过程（Partially Observable Markov Decision Process, POMDP）模型下的算法研究^[64]。

① 基于 POMDP 的系统模型。目前 CRN 中的频谱分配算法大都假设 CR 用户已准确获得全部频谱的可用情况^[17]，而忽略了物理层检测结果对 MAC 层频谱分配算法的影响。实际情况中，受硬件条件和 CR 用户的能量限制，进行全频谱检测是不切实际的；且由于无线环境的复杂性和硬件条件的限制，频谱检测结果不可避免地会出现漏检和虚警的情况，也会影响到 MAC 层频谱分配算法的性能。因此有必要把物理层检测与 MAC 层的频谱分配算法联合考虑。

基于以上考虑，可以采用根据部分频段频谱检测结果进行频谱分配策略选择的 POMDP 模型进行分析。图 5-12 为 POMDP 模型的一个时隙图^[64]：

在一个时隙内，CR 用户根据上一时隙计算出的收益 $W_{a,\theta}$ 来选择最优检测信道 a ，通过信道检测结果判断 a 的状态 $\Theta_{j,a} = \theta \in \{0,1\}$ （ $\theta = 1/0$ 表示 a 可用/不可用）来决定是否分配信道。在时隙结束时根据信道分配情况结合 Markov 模型来预测下一时隙的信道占用信息，并据此更新收益 $W_{a,\theta}$ 。

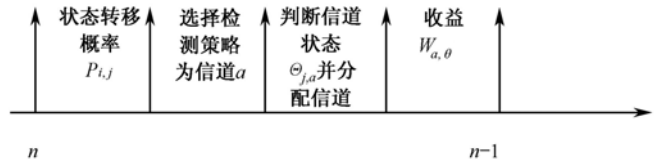


图5-12 基于POMDP模型的时隙图

② 基本算法分析。基于 POMDP 模型的频谱优化算法可根据不同的收益 $W_{a,\theta}$ 达到不同的优化目标。文献[64]提出了在 T 个时隙内吞吐量最大的最优算法，用 $V_n(\pi)$ 表示在当前信息矢量是 $\pi = [\pi_1, \dots, \pi_D]$ （ $D = 2^M$ ， M 为信道数），还剩 n 个时隙时的最大吞吐量的统计平均值，则

$$V_n(\pi) = \max_{a=1,\dots,M} \left\{ \sum_{i=1}^D \pi_i \sum_{j=1}^D p_{i,j} \sum_{\theta=0}^1 P_r[\Theta_{j,a} = \theta] \square (W_{a,\theta} + V_{n-1}(T(\pi|a,\theta))) \right\} \quad (5-31)$$

式中， π_i 表示给定检测历史条件下，系统状态在 n 点（图 5-14 所示时隙的起点）为 i 的条件概率； $T(\pi|a,\theta)$ 表示基于信道策略 a 和观察值 θ 从 π 更新后的信息矢量； $V_{n-1}(\cdot)$ 是还剩 $n-1$ 个

时隙时的最大吞吐量的统计平均值。文献[66]中证明了 $V_n(\boldsymbol{\pi})$ 是分段线性的凸函数，因此可以用线性规划来求解最优策略 a' 和相应的吞吐量收益 $V_n(\boldsymbol{\pi})$ 。

根据信息矢量 $\boldsymbol{\pi}$ 可知系统的状态数与信道数 M 呈指数关系增加。为了简化问题，设信道相互独立，则系统状态可映射为 M 维信息矢量 $\mathbf{A}=[\lambda_1, \dots, \lambda_M]$ ， λ_i 表示 CR 用户可以使用信道 i 的概率。根据这个 M 维的信息矢量 \mathbf{A} ，文献[64]提出了基于 POMDP 模型的贪婪算法，其最大化吞吐量统计平均值为：

$$\begin{aligned} V_n(\mathbf{A}) &= \max_{a=1, \dots, M} \left\{ \left(\lambda_a \beta_a + \bar{\lambda}_a \alpha_a \right) B_a \right\} + \sum_{\theta=0}^1 P_r \left[\Theta_{a_*} = \theta | \mathbf{A}, a_* \right] V_{n-1} \left(T(\mathbf{A} | a_*, \theta) \right) \\ &= \max_{a=1, \dots, M} \left\{ \left(\lambda_a \beta_a + \bar{\lambda}_a \alpha_a \right) B_a \right\} + \left(\lambda_{a_*} \bar{\beta}_{a_*} + \lambda_{a_*} \bar{\alpha}_{a_*} \right) V_{n-1} \left(T(\mathbf{A} | a_*, \theta) \right) + \\ &\quad \left(\lambda_{a_*} \bar{\beta}_{a_*} + \lambda_{a_*} \bar{\alpha}_{a_*} \right) V_{n-1} \left(T(\mathbf{A} | a_*, \theta) \right) \end{aligned} \quad (5-32)$$

式中， $\{\alpha_i, \beta_i\}_{i=1}^M$ 表示状态转移概率函数： α_i 表示信道 i 从不可用到可用的转移概率， β_i 表示信道 i 从可用到不可用的转移概率； $\bar{\alpha}_i = 1 - \alpha_i$ ， $\bar{\beta}_i = 1 - \beta_i$ ， $\bar{\lambda}_i = 1 - \lambda_i$ ； $T(\mathbf{A} | a, \theta)$ 表示基于信道策略 a 和观察值 θ 从 \mathbf{A} 更新后的信息矢量。从式 (5-32) 可看出，相对于上述基于 T 个时隙的最优算法，贪婪算法是基于单时隙最优的（ a_* 是单时隙的最优策略）。仿真结果显示贪婪算法比最优算法的吞吐量性能降低范围在 4% 以内。上述最优算法和贪婪算法都是在状态转移概率函数 $\{\alpha_i, \beta_i\}_{i=1}^M$ 和收益函数 $W_{a, \theta}$ 已知的情况下优化的。当这两个函数未知时，可以用 Monte Carlo^[64] 方法来求解。

③ 改进算法分析。由于 CRN 中存在着许多实际的问题，如存在频谱检测错误、CR 用户能量受限等，现有一些研究针对这些问题，基于 POMDP 模型分别提出了以这些问题为限制条件的频谱优化算法^[65,67]。

(a) 考虑检测错误的频谱分配算法。由于无线环境的复杂性，以及硬件条件的限制，频谱检测结果不可避免会产生检测错误。文献[67]在文献[64]POMDP 模型的基础上考虑了检测错误的影响，以最大化 CR 用户吞吐量为目标提出了两种算法。

- 加限法。如果频谱检测结果发生漏检，CR 用户会占用实际上非空闲的信道而与授权用户发生冲撞。加限法就是在一定的冲撞率限制下选择最优分配策略的算法。设授权用户所允许的最大碰撞率为 ζ ，则 CR 用户在第 t 个时隙内的吞吐量为

$$k R_{j, A_1, A_2}(t) = \sum_{i \in A_2} S_i(t) B_i \quad (5-33)$$

式中， j 表示系统目前的状态， A_1 是检测的信道集， A_2 是分配的信道集， $S_i(t) \in \{0, 1\}$ 表示在第 t 个时隙内，信道 i 的可用性：1 为可用，0 为不可用； B_i 为信道 i 的权值。进一步可得到 T 个时隙最大吞吐量的最优策略 $\{P_*, P_{m*}\}$ 为

$$\begin{aligned} \{P_*, P_{m*}\} &= \arg \max_{\{P, P_m\}} E_P \left[\sum_{t=1}^T R_{j(t) A_1(t), A_2(t)} | \boldsymbol{\pi}(1) \right] \\ \text{s. t. } &P_c \leq \zeta \end{aligned} \quad (5-34)$$

式中， P_* 表示最佳检测和分配策略， P_{m*} 表示 ROC (Receiver Operating Characteristics) 曲线上的操作点，它是漏检概率的函数， $P=[\mu_1, \dots, \mu_T]$ ，表示 CR 用户在 T 个时隙内的 T 个分配策略， μ_t 是第 t 个时隙的策略： $\boldsymbol{\pi}(t) \in [0, 1]^M \rightarrow \{A_1(t), A_2(t)\}$ ， P_c 是 CR 用户与授权用户的碰

撞概率， $\pi(1)$ 是系统的初始状态， E_p 表示给定 P_c 、 $\pi(1)$ 时， P_s 的吞吐量的条件均值。在加限法策略优化过程中，可以先在给定的 P_m 下求得 MAC 层优化策略 $P_s(P_m)$ ，再优化 P_m 从而得到最优策略 $\{P_s, P_{m*}\}$ 。

- 惩罚法。惩罚法是用 CR 用户与授权用户碰撞概率等效为对 CR 用户的惩罚，代替加限法式 (5-34) 的限制条件。CR 用户在第 t 个时隙内的吞吐量为

$$R_{j,A_1,A_2}(t) = \sum_{i \in A_2} S_i(t) B_i - \sum_{i \in A_2} (1 - S_i(t)) C_i \quad (5-35)$$

式中， $C_i > 0$ 表示信道 i 的碰撞惩罚因子，它决定了授权用户在信道 i 上因与 CR 用户碰撞受到的干扰程度。则 T 个时隙内的最大吞吐量的最优策略 $\{P_s, P_{m*}\}$ 为

$$u\{P_s, P_{m*}\} = \arg \max_{\{P_s, P_m\}} E_p \left[\sum_{t=1}^T R_{j(t), A_1(t), A_2(t)} \mid \pi(1) \right] \quad (5-36)$$

上述基于 POMDP 模型的加限法和惩罚法考虑了在物理层出现频谱检测错误的情况下如何进行最优频谱分配，可以看做跨层设计的一个初步体现。

(b) 考虑能量限制的频谱分配算法。在实际网络中，CR 用户的电池能量往往有一定的限制。如何利用有限的能量，使 CR 传送尽可能多的数据，是一个比较现实的问题。文献[65]在 POMDP 模型的基础上提出了一种能量受限的频谱分配算法。

能量受限的频谱分配可以直接抽象为受限的 POMDP 模型，这类问题一般通过把受限的 POMDP 模型转化为非受限的 POMDP 模型来求解。通过把 CR 用户的剩余能量水平引入到状态空间中，能量受限的 POMDP 模型就转化为了非受限的 POMDP 模型。新的状态空间可以定义为

$$(S, E) \in S \times \{(s, e) : s \in \{0, 1\}^N, e \in \mathcal{E}_r\} \quad (5-37)$$

式中， E 表示在时隙开始时的剩余能量水平，它是一个由以前时隙内的检测和分配策略以及信道条件决定的。

与基本算法中的分析相似，为了简化问题，设信道相互独立，则可以把 2^M 维信息矢量 $\pi = [\pi_1, \dots, \pi_D]$ 简化为 M 维信息矢量 $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_M]$ ，根据信息矢量 λ 文献[65]提出了一种次优的贪婪算法。在给定状态 (λ, E) 和检测策略 a 的情况下，在一个 w 时隙的窗口内最大化累积收益（ w 时隙内传送的比特数）的分配策略为

$$\phi_{a_w}(k) = \arg \max_{\phi(k) \in \{0, 1\}} \left[R_{E,k}^{(a, \phi(k))} + \max_{b \in \{0, 1, \dots, N\}} Y_{w-1}^{(b)}(T_\lambda(\lambda | a, k), T_E(E | a, k, \phi(k))) \right] \quad (5-38)$$

式中， $R_{E,k}^{(a, \phi(k))}$ 表示单个时隙内传送的比特数； $T_\lambda(\lambda | a, k)$ 表示基于信道检测策略 a 和信道条件观察值 k 从 λ 更新后的信息矢量； $T_E(E | a, k, \phi(k))$ 表示基于信道检测策略 a 和信道条件观察值 k 以及信道分配策略 $\phi(k)$ 得出的时隙结束时的剩余电池能量。增大算法中的时隙窗口 w 可以改善基于能量限制的贪婪算法的性能，但同时会增加算法的复杂度。算法性能和复杂度的有效折中可通过寻求最优的 w 来达到^[65]。

基于 POMDP 模型的信道分配算法从单个用户的角度研究频谱分配，用户根据自己的频谱检测结果来选择信道分配策略，通信开销较小，但未考虑到 CR 用户间的竞争关系。

(2) 基于多用户竞争的频谱分配

实际网络中存在多种用户可能是合作的、自私的，也可能是恶意的，仅研究单个用户的决策过程是不全面的，有必要深入研究 CRN 中用户之间如何相互竞争实现频谱分配。由于 CR 用户本身具有的认知能力，可以根据自身的检测结果和其他用户的策略对频谱利用和传输参

数做出智能的决策，多个 CR 用户之间相互的竞争分配频谱的过程可采用博弈论进行研究^[69]。

① 基于博弈论的系统模型。CRN 的频谱分配可以抽象为一个博弈论模型，即

$$G = \langle \mathcal{N}, A, \{u_i\} \rangle$$

式中， $\mathcal{N} = \{1, 2, 3, \dots, N\}$ 表示网络中所有参与频谱分配的用户（包括授权用户或 CR 用户）； $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_N$ 为 N 个用户的策略空间， A_i 为第 i 个用户的策略集合。对于授权用户来说，主要包括出租信道和出租价格的选择等，对于 CR 用户来说，主要包括信道的选择和传输参数的选择等； $\{u_i\} = \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ 表示频谱分配结束时每个用户的收益。由于每个用户的收益不仅与自己选择的策略有关还与其他用户选择的策略有关，所以每个用户的收益是所有参与分配的用户的一组策略的函数^[70]。

② 基于博弈论的频谱分配算法。现有的基于博弈论的频谱分配算法按 CR 用户对频谱的占用方式可以分为两类，即共用式频谱分配算法和独占式频谱分配算法^[69]。

(a) 共用式频谱分配算法。共用式频谱分配是指多个 CR 用户之间以干扰避免或时分复用的方式来分配频谱资源。由于多个 CR 用户共同占用同一段频谱，所以不可避免地要产生同频干扰。如何减小这种干扰，最大化 CR 用户的收益是这种情况下的主要问题^[72]。

- 基于古诺博弈的频谱分配算法。若授权用户只有少量的频谱资源可提供给 CR 用户机会占用时，多个 CR 用户为了获得有限的频谱资源会产生竞争。这种场景可以抽象为经济学中分析供不应求的寡头垄断市场的古诺博弈模型。授权用户类似于市场竞争中的寡头，CR 用户则类似于互相竞争的公司。竞争频谱的价格由价格函数来确定。文献[71]提出两种古诺博弈：完全信息动态古诺博弈和非完全信息静态古诺博弈。对于完全信息动态古诺博弈，以 CR 用户的信噪比来表征用户之间的同频干扰的影响，使用户尽量选择干扰小的信道，获取最大收益，定义效用函数为

$$p_i(B) = r_i k_i b_i - b_i c(B) \quad (5-39)$$

式中， $p_i(B)$ 为 CR 用户 i 的收益， r_i 为每单位传输率所取得的收益； b_i 为分配的频谱带宽。 $c(B)$ 为授权用户出租频谱的价格，对每个 CR 用户相同； k_i 为频谱效率， $k_i = \log_2(1 + K\gamma_i)$ ，其中 K 为由目标信息速率决定的常数， γ_i 为用户的信噪比。

由于直接求式 (5-39) 的纳什均衡解比较复杂，可以利用求多维函数极值的 Nelder-Mead 算法（单纯性算法）来求解^[71]。完全信息动态博弈要求用户知道其他用户采取的策略和收益，而实际的网络中用户通常是自私的，获取其他用户的信息通常是不完全的。在这种情况下可采用非完全信息静态古诺博弈来分析。在这种博弈中，每个 CR 用户根据仅与自身利益相关的边际效益函数来调整自己的频谱带宽（ b_i ），最大化自己的收益。分配的频谱带宽的调整可以抽象为一个重复古诺博弈，即

$$b_i(t+1) = b_i(t) + a_i b_i(t) \frac{\partial p_i(B)}{\partial b_i(t)} \quad (5-40)$$

式中， $b_i(t+1)$ 是在 $t+1$ 时刻分配的频谱带宽； a_i 是调整速度。仿真结果表明动态古诺博弈可以达到纳什均衡，但对于静态博弈还需要研究调整速度参数 a_i ，来保证算法收敛^[71]。

- 基于势力场博弈的频谱分配算法。上文中用直接求解纳什均衡的方式来证明算法的收敛，计算复杂。实际上现有博弈理论已经证明某些模型具有良好的收敛性质。势力场博弈（Potential Game）是一种收敛较快的经典模型，只要参与者依次做出决策，其必然收敛于纯策略纳什均衡^[73]。判断一个博弈可以表示为严格势力场博弈的条件为存在函数：

$$P: A \rightarrow \square$$

对于 $\forall i \in N, \forall a \in A$, 都有

$$u_i(a_i, a_{-i}) - u_i(b_i, a_{-i}) = P(a_i, a_{-i}) - P(b_i, a_{-i}) \quad (5-41)$$

文献[74]把 CR 用户的频谱分配抽象为势力场博弈模型, 以保证频谱分配结果的收敛性。在不考虑 CR 用户对授权用户的干扰影响, 只考虑 CR 用户之间的干扰的条件下提出一种以干扰为收益的效用函数, 即

$$U_{i_1}(a_i, a_{-i}) = - \sum_{j \neq i, j=1}^N p_j G_{ij} f(a_j, a_i) - \sum_{j \neq i, j=1}^N p_i G_{ij} f(a_i, a_j), \quad \forall i = 1, 2, \dots, N \quad (5-42)$$

式中, $P = [p_1, p_2, \dots, p_N]$ 为 N 个用户的发射功率; $A = [a_1, a_2, \dots, a_N]$ 为 CR 用户的策略空间, G_{ij} 为发射机 i 与接收机 j 之间的信道增益, $f(a_j, a_i)$ 为干扰函数, 定义为

$$f(a_j, a_i) = \begin{cases} 1, & \text{如果 } a_i = a_j, \text{ 即用户 } i \text{ 和用户 } j \text{ 选择了相同策略 (相同信道)} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-43)$$

从式 (5-42) 可以看出, CR 用户同时占用频谱, 它们的竞争主要表现为相互之间的干扰^[75], 这种干扰不仅考虑了其他 CR 用户对 CR 用户 i 的干扰, 还考虑了 CR 用户 i 对其他 CR 用户的干扰。结合式 (5-42), 易证明存在函数:

$$\text{Pot}(A) = \text{Pot}(a_i, a_{-i}) = \sum_{i=1}^N \left(-\frac{1}{2} \sum_{j \neq i, j=1}^N p_j G_{ji} f(a_j, a_i) - \frac{1}{2} \sum_{j \neq i, j=1}^N p_i G_{ij} f(a_i, a_j) \right) \quad (5-44)$$

$\forall i = 1, 2, \dots, N$

满足式 (5-41), 即此博弈可以抽象为严格势力场博弈, 且收敛于纯策略纳什均衡。

势力场博弈适用于效用函数中考虑对其他用户干扰的情形, 其收敛速度快, 但当效用函数只考虑自身因素时势力场博弈将不再适用。针对这种情形可以利用非遗憾学习算法来解决。针对只考虑其他用户对用户自身干扰的效用函数:

$$U_{2_i}(a_i, a_{-i}) = - \sum_{j \neq i, j=1}^N p_j G_{ij} f(a_j, a_i), \quad \forall i = 1, 2, \dots, N \quad (5-45)$$

非遗憾学习算法以历史信息为依据为每个策略计算权值, 根据权值选择下一步的策略。当 $\beta > 0$ 时, 在 $t+1$ 时刻分配给策略 a_i 的权值为

$$w_i^{t+1}(a_i) = \frac{(1+\beta)^{U_i^t(a_i)}}{\sum_{a_i' \in A_i} (1+\beta)^{U_i^t(a_i')}} \quad (5-46)$$

式中, $U_i^t(a_i)$ 表示用户 i 选择策略 a_i 经时间 t 后的累积效用。

仿真结果表明非遗憾学习算法收敛于混合策略纳什均衡。应用效用函数 U_1 的势力场博弈可达到最优的吞吐量性能, 但由于要获取对其他用户的干扰信息, 算法的通信开销较大。而基于效用函数 U_2 的非遗憾学习算法, 与应用效用函数 U_1 的势力场博弈相比, 吞吐量下降 6%, 公平性下降 20%, 但因为不考虑对其他用户的影响, 通信开销显著减小^[74]。

上述这些频谱分配算法大多以最优化 CRN 的吞吐量和公平性为目标, 而在实际的网络中, 每个 CR 用户的传输速率要求是不同的, 如何协调 CR 用户根据不同的传输速率要求最优化频谱分配是需要解决的问题。文献[82]应用拥塞博弈模型提出了一种基于传输速率要求的快速收敛频谱分配算法。经仿真验证, 该算法能根据 CR 用户的传输速率要求最优化频谱分配, 且在 CR 用户数大于 5 时较已有的算法收敛速度提高了 40% 以上^[82]。

- 基于相关均衡的频谱分配算法。当前基于博弈论的频谱分配算法大都采用纳什均衡作为收敛解，但纳什均衡中存在一个普遍性的问题是纳什均衡的多重性，即一个博弈存在多个纳什均衡^[76]。因此，如何从多重纳什均衡中挑选出一个最优解，来改善算法的性能是一个非常重要的问题。针对这个问题，文献[77]提出基于相关均衡的博弈论算法。

不同于纳什均衡策略统计不相关的特性，相关均衡的主要思想就是允许参与者之间的策略统计相关。参与者根据用户之间策略选择相关性的概率分布来调整它们的策略，而不是盲目地选择策略，从而有助于多重纳什均衡问题的解决。一组策略 a 被认为是相关均衡的，需要满足^[76]：

$$\sum_{a_{-i} \in A_{-i}} p(a_i, a_{-i}) [u_i(a'_i, a_{-i}) - u_i(a_i, a_{-i})] \leq 0, \quad \forall i \in N, a_i \in A_i, a_{-i} \in A_{-i} \quad (5-47)$$

式中， $p(a_i, a_{-i})$ 表示了策略选择的相关性；用户 i 的策略选择 a_i 和其他用户的策略选择 a_{-i} 共同组成了一组策略 a 。

利用相关均衡的概念，文献[77]从避免 CR 之间竞争频谱产生冲撞的角度提出了一种以最大化 CR 用户在所有信道上的总传输速率为目标的效用函数

$$i \ U_i = \sum_{m=1}^M A_{im} R_i(a_i^m, a_{-i}^m) \quad (5-48)$$

式中， A_{im} 表示用户 i 在第 m 个信道上的可用情况， $A_{im} \in \{0,1\}$ ； a_i^m 为用户 i 在第 m 个信道上的策略； a_{-i}^m 为其他用户在第 m 个信道上的策略； $R_i(a_i^m, a_{-i}^m)$ 表示用户 i 在第 m 个信道上与其他用户的竞争收益。多个 CR 用户通过在可用信道上调整传输概率来避免冲撞，从而提高总的传输速率^[77]。为了得到相关均衡解，文献[77]提出了一种非遗憾学习算法来保证收敛，并证明了这种算法以概率 1 收敛于相关均衡。仿真结果表明，应用相关均衡可以比纳什均衡得到 5%~15% 的频谱利用率提升^[77]。

相关均衡只是解决多重纳什均衡问题的其中一种方法，还可以应用其他方法，如施林的“焦点 (Focal Point)”理论或帕累托 (Pareto) 最优均衡实现多重化简等，这些有待于进一步的深入研究。

(b) 独占式频谱分配算法。共用式频谱分配算法中 CR 用户之间的竞争主要表现为相互之间的干扰或冲撞，而独占式算法中由于各个用户独占频谱，用户间无需考虑同频干扰。这时 CR 用户间的竞争单纯表现在频谱的争用上。

设网络中存在多个出租频谱的授权用户和多个租赁频谱的 CR 用户，授权用户通过拍卖出租未使用的频谱，CR 用户则通过竞价来获得频谱，这种关系可以应用博弈论中的双向拍卖理论进行建模。由于存在多个授权用户和多个 CR 用户，则不但 CR 之间存在竞争，授权用户之间也存在竞争^[81]。

在双向拍卖模型中，由于用户需要根据其他用户的报价来选择自己的报价，用户之间的信息交互频繁，而在实际的 CRN 中因为频谱状态的时变性和用户的自私性，很难在双向拍卖中实现双边议价。为了解决上述问题，文献[79]对双向拍卖模型进行了改进，针对无中心控制、存在自私用户的场景，在双向拍卖模型的基础上提出了一种基于信任率的动态议价方案。该方案通过博弈的历史信息建立预测其他用户策略的信任率，从而指导用户决策，在非完全信息的情况下达到高效议价目的。授权 CR 用户的信任率被定义为它们的报价在不同的价格水平上被接受的比率，即

$$\tilde{r}_p(x) = \frac{\mu_A(x)}{\mu(x)} \quad (5-49)$$

式中, $\mu(x)$ 为授权 CR 用户在价格 x 上的报价次数, $\mu_A(x)$ 为在价格 x 上报价被接受的次数。由于在特定的时间只会有部分用户参与拍卖, 信任率不能实时的全部获取, 只能根据历史信息估计, 这也是不完全信息的体现。

基于信任率的动态议价方案可以利用双向拍卖模型中的扩散减小准则 (SRR), 进一步加快算法的收敛^[83]。SRR 规定拍卖中的报价以有序的方式进行, 即授权 CR 用户的新报价应该低于/高于当前最低/最高的报价。以授权用户为例, 采用扩散减小准则后的信任率可以重新定义为

$$\begin{aligned} \bar{r}_p(x) &= \hat{r}_p(x) I_{[0, \alpha x]}(x) \\ I_{(a,b)}(x) &= \begin{cases} 1, & x \in (a, b) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \end{aligned} \quad (5-50)$$

式中, $\hat{r}_p(x)$ 为由式 (5-49) 初始化的信任率, αx 为授权用户的当前最低报价。依据信任率, 第 i 个授权用户出售其第 j 个信道的效用函数可以表示为

$$\max_{x \in (0, \alpha x)} (x - c_i^j) \bar{r}_p(x) \quad (5-51)$$

式中, c_i^j 表示第 i 个授权用户购买第 j 个信道的费用。实际中 CR 用户不能无限制地购买频谱, 有必要在议价过程中考虑预算限制。这时 CR 用户的议价就要考虑每次分配可供获取的频谱数量和剩余预算, 以使最终的收益最大。

仿真结果表明, 基于信任率的动态议价算法随着用户数的增加算法可以达到最优理论值。如果在算法中进一步考虑预算限制, CR 用户的总体收益可以获得提升, 而且预算越高, 收益的提升越大。由于不需要 CR 用户之间的交互, 基于信任的议价算法比传统的双向拍卖算法显著减少了通信开销^[79]。

5.5.3 部分受限频谱分配

与完全受限频谱分配相比, 部分受限频谱分配通过采用 UWB 或者 CDMA 等扩频通信技术, 使得 CR 用户能够与授权用户同时共享某一段频谱, 从而可以利用更宽的带宽^[2]。与此同时, 不同于完全受限频谱分配中较为理想的二进制干扰模型, 部分受限频谱分配中衡量对授权用户的干扰情况时, 由于 CR 用户所发射的信号通常被授权用户当做噪声进行处理, 是否造成有害干扰需要考虑该频谱上多个 CR 用户的累加干扰。因此, 在部分受限频谱分配过程中, 除了优化网络能容纳的用户数、复杂度以及频谱利用率等性能指标外, 还必须保证 CR 用户的信号功率不能超过频谱的噪声基底 (Noise Floor), 以有效保护授权用户。本节主要从集中式和分布式两个方面分别介绍不同网络结构下的部分受限频谱分配算法。

1. 集中式部分受限频谱分配

Anh Tuan Hoang 等人提出了一种采用部分受限频谱分配方法的集中式 CRN 网络部署场景, 如图 5-15 所示^[39,40]。在某一区域内存在 M 个信道, 被分配给 K 个授权用户使用。同时在该区域部署具有 B 个小区的 CRN 网络, 并在每个小区内设置一个基站。令总的 CR 用户数量为 N , 假设每个 CR 用户以一定的概率 P_a ($0 < P_a \leq 1$) 激活, 且每个活动的 CR 用户占用一条信道与基站进行数据传输。

为确保多个 CR 用户造成的累积干扰不超过授权用户可容忍的程度,同时满足各 CR 用户自身的通信质量需求,基于图 5-13 中的场景,文献[39]以提高 CRN 网络同时服务的用户数量为目标,提出了联合考虑信道和发射功率的两阶段频谱分配方法。文献[40]进一步从算法复杂度出发,提出了基于动态干扰图的启发式频谱分配算法。

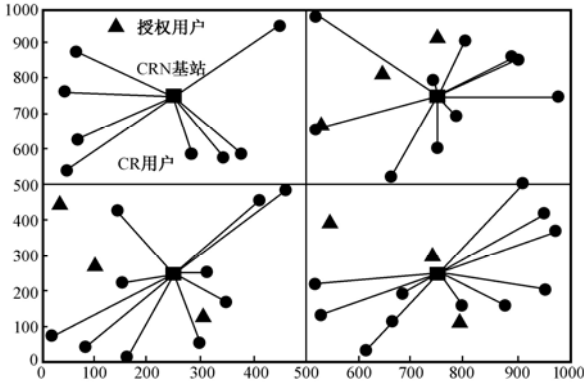


图5-13 采用部分受限频谱分配方法的集中式CRN网络部署场景

(1) 两阶段频谱分配方法

第一阶段中,在保证对各授权用户的干扰都低于某一门限值的前提下,为 CRN 基站分配信道和功率以最大化其总的覆盖范围,这里的覆盖范围是指基站利用至少一条为其分配的信道所能容纳的 CR 用户数;在第二阶段,各 CRN 基站采用最大二分图匹配 (Maximal Bipartite Matching) 算法,在其覆盖的小区内为活动的 CR 用户分配信道,以最大化服务的用户数量。

① 第一阶段:全局分配。这一阶段主要是从全局角度考虑 CRN 网络对授权用户的干扰情况,将信道和发射功率分配给各 CRN 基站,达到覆盖尽可能多 CR 用户的目的。需要指出的是,全局分配中对基站覆盖范围的讨论并未考虑 CR 用户是否活动,这一因素将在第二阶段的本地分配中予以分析。

对于某一信道 $m(m=1,\dots,M)$,令 Γ^m 表示所有正在使用信道 m 的授权用户集合, Γ_{pb}^m 表示从 CRN 基站 $b(b=1,\dots,b)$ 到授权用户 $p(p\in\Gamma^m)$ 的信道增益,且有

$$\Gamma_b^{m*} = \max_{p\in\Gamma^m} \{ \Gamma_{pb}^m \} \quad (5-52)$$

针对基站的频谱分配流程具体如下:

(a) 按照 Γ_b^{m*} 的升序将各 CRN 基站进行排序 (b_1, b_2, \dots, b_B) , 并根据这个顺序对各基站进行处理。对于 (b_1, b_2, \dots, b_B) , 有 $\Gamma_{b_i}^{m*} \leq \Gamma_{b_j}^{m*}, \forall 1 \leq i \leq j \leq B$ 。这样是为了能够让当前服务 CR 用户较少的基站率先得到处理。

(b) 对于基站 b_i , 确定其能够覆盖的 CR 用户 n_i 。给定 CR 用户集合 $(n_1, n_2, \dots, n_{i-1})$, 分别由基站 $(b_1, b_2, \dots, b_{i-1})$ 所覆盖。对于 b_i 所在小区内的 CR 用户 n , 将从保护授权用户同时满足该 CR 用户自身 SINR 需求的角度,根据 5.4.3 节所述接入控制算法的两个约束条件式(5-17)和式 (5-18),采用 Perron-Frobenious 理论来判断其是否能够利用信道 m 接入基站 b_i 。如果可以接入,同时还可以确定 CR 用户 n 在信道 m 上的传输功率 P_n^m 。

令 V_i^m 表示 b_i 所在小区内能够接入信道 m 的 CR 用户集合,则 n_i 为 V_i^m 中具有最小信道增益的 CR 用户,即

$$n_i = \arg \min_{n \in V_i^m} \{ G_n^m \} \quad (5-53)$$

式中, G_n^m 表示从基站 b_i 到 CR 用户 n 在信道 m 上的传输功率增益。如果 V_i^m 为空集,则令 n_i 表示基站 b_i 无法利用信道 m 覆盖任何 CR 用户。

(c) 建立 $N \times M$ 维覆盖矩阵 (Coverage Matrix), 记为 \mathbf{C} 。按照 (b_1, b_2, \dots, b_B) 依次处理各 CRN 基站后, 可以得到各基站所能覆盖的 CR 用户集合 (n_1, n_2, \dots, n_B) , 以及相应的传输功率 $(P_{n_1}^m, P_{n_2}^m, \dots, P_{n_B}^m)$, 从而建立 \mathbf{C} 。这里, $\mathbf{C}(n, m)=1$ 表示 CR 用户 n 能够使用信道 m 接入网络。

② 第二阶段: 本地分配。基于全局分配中得到的覆盖矩阵 \mathbf{C} , 第二阶段将在 CRN 各小区内分别进行独立的频谱分配。对于某一小区, CRN 基站所采用的本地分配算法主要分为以下三步实现:

(a) 确定该小区内所有活动的 CR 用户。

(b) 建立二分图 (Bipartite Graph) 来表征小区的覆盖情况。将①中得到的 CR 用户集合描述为二分图中的一个顶点集, 同时将能够接入的信道集合描述为二分图的另一个顶点集。当且仅当 $\mathbf{C}(n, m)=1$ 时, 在表征 CR 用户 n 的顶点和表征信道 m 的顶点之间存在一条边, 如图 5-14 所示。

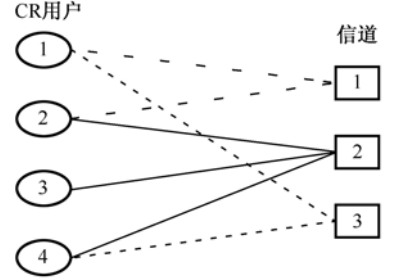


图5-14 表征小区覆盖情况的二分图

(c) 最大化小区能够服务的活动 CR 用户数量。该问题等价于最大化二分图中不相交的边数, 即最大二分图匹配问题, 意味着为尽可能多的 CR 用户分配信道。目前针对该问题已存在较多的方法予以解决, 文献[39]采用了基于交替增加路径的 Berge 理论。

仿真结果表明^[39], 与基于随机分配、非重叠分配以及静态干扰图的频谱分配相比, 由于两阶段频谱分配方法采用满足 SINR 要求的较低的发射功率, 并覆盖较远的 CR 用户, 且在各小区间进行频谱复用, 其覆盖范围性能优于其他方案, 能够为更多的 CR 用户分配频谱。但该方法需要准确获取授权用户、基站与 CR 用户间的信道增益信息。

(2) 动态干扰图法

采用 $a_n^m, a_n^m \in \{0, 1\}$ 来表征是 $(a_n^m = 1)$ / 否 $(a_n^m = 0)$ 将信道 m 分配给 CR 用户 n , 需要指出的是, 对于 $a_n^m = 1$ 的任意 CR 用户 n 都需要满足接入控制的两个约束条件式 (5-17) 和式 (5-18)。这样, 最大化 CRN 服务的 CR 用户数量可以表征为

$$\begin{aligned} & \arg \max_{a_n^m \in \{0, 1\}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_n^m \\ & \text{s.t. } \sum_{m=1}^M a_i^m \leq 1, \quad \forall i \in \{1, 2, \dots, N\} \end{aligned} \quad (5-54)$$

从式 (5-54) 可以看出, 这是一个线性混合 (0-1) 整数规划, 属于复杂的 NP-hard 问题。

针对上述问题, 文献[40]提出了一种基于动态干扰图的启发式算法, 是实现复杂度较低的次优方案。该方法与传统蜂窝网络中基于静态干扰图的频谱分配方法最大的区别在于, 不仅考虑了 CR 用户之间的干扰, 还考虑了分配同一信道的多个 CR 用户对授权用户的累积干扰, 这就意味着干扰图会随着频谱分配算法的每一步运行而产生动态变化。

动态干扰图法的初始化状态为各 CR 用户没有进行任何频谱分配, 算法每运行一步则为一个 CR 用户分配一个信道, 直到所有的 CR 用户都分配到信道或者不能再接入 CR 用户结束, 具体过程如下:

① 首先构建干扰图。

② 对于 CR 用户 n , 根据当前 CRN 全网的频谱分配情况计算其对应于信道 m 的度数 D 。如果 n 不满足接入控制的两个约束条件, 它不能接入网络, 则 $D(n, m)=\infty$; 否则, $D(n, m)$ 是

为 n 分配信道 m 后无法再分配该信道的 CR 用户数, 这里考虑的是可以使用信道 m 但尚未被分配的 CR 用户。

③ 选择度数最小的“CR 用户-信道”组合 $[n^*, m^*]$, 将信道 m^* 分配给 CR 用户 n^* 。

④ 更新描述 CRN 全网频谱分配情况的信道分配矩阵, 以及未分配频谱的 CR 用户集合, 并判断算法是否结束, 未结束则返回①, 结束则退出。

仿真结果表明^[40], 与基于静态干扰图、最小发射功率、最小干扰以及随机算法的频谱分配方法相比, 动态干扰图法的可服务 CR 用户数量增加了 5%~19%, 有效提高了频谱利用率, 且算法复杂度较低。然而在该算法步骤③中, 选择最小度数的“CR 用户-信道”组合进行分配, 其思想类似于图着色理论中的最小度数贪婪启发式算法, 用户的公平性难以保证。

2. 分布式部分受限频谱分配

集中式受限频谱分配能够依据全局干扰信息有效地保护授权用户。然而在分布式网络结构中, 由于缺乏集中控制实体, 通过分布式节点的合作交互全局干扰信息存在大量的通信开销, 而非合作的分布式节点则难以获取全局干扰信息, 因此, 在部分受限频谱分配过程中, 如何分析多个分布式 CR 用户对授权用户造成的累积干扰成为关键。

在分布式 CRN 的部分受限频谱分配中, 文献[84]针对单个授权用户所受的来自于多个 CR 用户的平均累积干扰, 分别采用基于特征函数的数学方法和基于高斯近似的方法进行建模, 并以中断概率 (Outage Probability) 为性能参数, 通过研究中中断概率分布来评估完全受限和部分受限频谱分配方案。下面介绍部分受限频谱分配的具体实现方法, 并与完全受限频谱分配方案进行性能比较。

(1) 系统模型

假设授权网络是一个传输带宽为 B 的窄带通信系统, 共有 M 个信道。CRN 为宽带通信系统, 每个 CR 用户均采用相同的发射功率 P_{CR} 且扩展于整个频谱带宽 MB , 即在各带宽 B 上, 单个 CR 用户的发射功率为 P_{CR}/M 。

以某一个特定的授权接收机为例, CR 用户均匀分布在以授权接收机为圆心且半径为 $d(0 \leq d \leq \infty)$ 的圆形区域内, 其中进行数据传输即活动的 CR 用户数量服从参数为 λ 的泊松过程, λ 表示单位面积区域内平均活动 CR 用户数。则单位区域内活动 CR 用户数 N 的概率可以表示为

$$P(N) = \frac{e^{-\lambda} \lambda^N}{N!} \tag{5-55}$$

所有活动的 CR 用户对该授权接收机所造成的干扰为

$$I = \sum_J \frac{P_{CR}}{Mr_n^\alpha} \tag{5-56}$$

式中, J 表示所有活动的 CR 用户集合, r_n 表示 J 中第 n 个 CR 用户与授权接收机之间的距离, α 为路径损耗因子。

令授权发射机功率为 P_t , 授权接收机与其之间的距离为 r_s , 且保证正确接收的最小 SIR (Signal to Interference Ratio) 要求为 γ 。这样, 若忽略其他授权发射机的干扰影响, 该授权接收机所能承受的最大干扰 I_{th} 为

$$I_{th} = \frac{P_t / r_s^\alpha}{\gamma} \tag{5-57}$$

若要确保授权用户的正常通信，则 CRN 频谱分配必须满足

$$I < I_{th} \quad (5-58)$$

这意味着各 CR 用户对单个授权用户的累积干扰不是有害干扰，该频谱分配方案可行。相反，一旦 $I \geq I_{th}$ ，CR 用户必须中断其对频谱的使用，视为发生一次中断。可见，中断概率等价于累积干扰成为有害干扰的概率，从而衡量部分受限频谱分配方案的性能。

(2) 中断概率分析

在分布式 CRN 的部分受限频谱分配中，所有与某授权用户相距 $d(0 \leq d \leq \infty)$ 的活动 CR 用户均会对该授权用户造成干扰，且累积干扰统计特性描述为

$$X_{\infty} = \sum_{j=0, \infty} \frac{1}{r_n^{\alpha}}, \quad \alpha > 2 \quad (5-59)$$

CR 用户的中断概率为

$$\begin{aligned} p_{out}(I_{th}) &= \Pr\left(\frac{P_{CR} X_{\infty}}{M} > I_{th}\right) \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \text{Re}\left(\Phi_{X_{\infty}}(\omega, \lambda)\right) \frac{\sin(\omega M I_{th} / P_{CR})}{\omega} d\omega \end{aligned} \quad (5-60)$$

式中， $\Phi_{X_{\infty}}(\omega, \lambda) = \exp\left(-\lambda \pi \Gamma\left(1 - \frac{2}{\alpha}\right) e^{\frac{-\pi}{\alpha}} \omega^{\frac{2}{\alpha}}\right)$ ，且 $\Gamma(\cdot)$ 是伽玛函数 (Gamma Function)。

在部分受限频谱分配中，对于累积干扰的分析不要求 CR 用户具有授权用户的地理位置、发射情况等先验知识，在没有先验知识、完全先验知识和有限先验知识三种情况下，CR 用户的中断概率均如式 (5-60) 所示。而在完全受限频谱分配中，对于基于窄带通信技术和扩频通信技术的两种分配方案，CR 用户是否具有先验知识都会对中断概率产生影响^[84]。仿真结果表明。

① 在没有先验知识的情况下，CR 用户对授权用户的累积干扰较大。对于 $d(0.1 \text{ m} \leq d < \infty)$ 范围内的 CR 用户，采用基于扩频通信技术的完全受限频谱分配和部分受限频谱分配方案中断概率相等。这两种方案与基于窄带通信技术的完全受限频谱分配方案相比，当 $I_{th} = -43 \text{ dBW}$ 时，对于特定的 I_{th} ，基于扩频通信技术的分配方案中断概率低，并且中断概率之间的差距会随着信道数量 M 的增加而更为显著。

② 在完全先验知识的情况下，部分受限频谱分配方案性能未发生变化，而完全受限频谱分配方案能有效避免对授权用户的干扰，从而降低中断概率。当 $d(20 \text{ m} \leq d < \infty)$ ， $M=8$ ， $I_{th} = -73.8 \text{ dBW}$ 时，采用扩频通信技术比窄带通信技术的完全受限频谱分配方案获得 80 dB 的性能增益。

③ 更实际地，对于由隐终端、检测错误等因素导致的有限先验知识情况，完全受限频谱分配方案的中断概率较完全先验知识情况均有所增加。其中，基于扩频通信技术的完全受限频谱分配方案中断概率上升幅度较小，且在中断概率一定的前提下，该方案能够为更多的用户分配频谱。

5.6 功率控制

功率控制能够有效地降低系统中各用户发射功率，减少干扰，提高系统的容量并延长电池能量的使用寿命。在 CRN 中，功率控制的主要目标是 최소화对授权用户的干扰，最大化

CRN 系统的吞吐量。

5.6.1 与传统网络功率控制的区别

由于 CRN 特殊频谱应用环境的原因，其功率控制技术与传统网络的功率控制技术存在以下几个主要区别。

(1) 目的不同

在传统网络中引入功率控制，可以克服阴影效应带来的慢衰落以及由于多径传播、空间选择性衰落引起的慢平坦衰落，或称为窄带多径干扰。而且对于不同的通信系统，功率控制也有其各自的特点。例如，在 FDMA/TDMA 系统中，功率控制主要是减小由频率复用引起的同信道干扰，提高资源利用率，从而提高系统容量。而对于 CDMA 这样的干扰受限系统，功率控制使得用户平等地共享资源，是为了克服“远近效应”而采取的一项措施。

CRN 同样面临着上述衰落与干扰影响，与传统网络相区别，其功率控制的目标在于不论采用何种多址技术，首要避免的是对授权网络的有害干扰。这是 CRN 克服自身网络衰落与干扰、优化系统吞吐量的基本前提。

(2) 测量指标不同

传统网络功率控制可基于信号强度、信号干扰比 (Signal to Interference Ratio) 和 BER 等指标调节发射机功率。在 CRN 中，功率控制需要测量授权用户接收机可容忍的射频干扰等级，即干扰温度。干扰温度限制定义了特定频段和地理位置的接收机能够正常工作的“最坏”射频环境，通常是由授权用户来设定。若干扰温度未达到该限制，CR 用户可灵活地调整其发射机功率，否则一旦高于该限制，则认为是“有害的”，CR 用户应采取降低功率甚至切换频谱等措施来避免产生有害干扰。

5.6.2 基于合作的功率控制

CRN 传输功率控制的本质是对于给定的有限个频谱空穴，在干扰温度限制条件下，为各用户选择传输功率等级 (Transmit-power Levels) 以最大化数据传输速率^[85]。以基于 OFDM 技术的 CRN 为例，假设频谱共享池中存在 M 个可用子载波， N 个 CR 用户，则 CR 用户 n 在子载波 m 上的接收 SINR 为

$$\gamma(n, m) = \frac{|g(n, n, m)|^2 P(n, m)}{\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^N |g(n, l, m)|^2 P(l, m) + \sigma_\omega^2(n, m)} \quad (5-61)$$

式中， $P(n, m)$ 表示用户 n 在子载波 m 上的平均发射功率， $g(n, l, m)$ 表示 CR 用户 l 到 n 的传播路径损耗， $\sigma_\omega^2(n, m)$ 表示零均值热噪声 $\omega(n, m)$ 的方差^[13]。由香农公式，CR 用户 n 在子载波 m 上可达到的最大数据传输速率为

$$R(n, m) = \log_2(1 + \gamma(n, m)) \quad (5-62)$$

依据干扰温度计算子载波 m 上授权用户 n_{LU} 可允许的最大干扰功率 I_{\max} 。干扰温度以开尔文为单位，定义为单位带宽上接收到的干扰功率^[86]。

$$T_l(m, B_m) = \frac{I(m, B_m)}{kB_m} \quad (5-63)$$

式中, $I(m, B_m)$ 为 n_{LU} 接收机在带宽为 B_m 的子载波 m 上的平均干扰功率, k 是玻耳兹曼常数 (1.38×10^{-23} 焦耳/开尔文)。根据预先设定的干扰温度限制 T_{max} , 有

$$I_{\text{max}} = T_{\text{max}} kB_n$$

因此, CR 用户在 M 个子载波上的功率控制问题可描述为

$$\begin{aligned} & \max_{P(n,m)} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M R(n, m) \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{n=1}^N |g(n_{\text{LU}}, n, m)|^2 P(n, m) + \sigma_{\omega}^2(n_{\text{LU}}, m) \leq I_{\text{max}} \end{aligned} \quad (5-64)$$

在理想情况下, 该问题通过寻求全局解决方案, 获得满足约束条件的最优数据传输速率。但是需要对所有 N 个 CR 用户可能的功率水平进行穷举搜索, 全局解决方案计算复杂度较高而且算法运行时间较长, 可行性较差。在实际网络中, 可通过采用信息理论中经典的迭代注水算法得到上述问题的次优解, 该算法较为实用的一大优势在于其功率控制过程不需要各用户的同步^[13]。

为了简化迭代注水算法的描述, 假设算法的每一次迭代从 CR 用户 1 开始, 到 N 结束。每次迭代包括内循环和外循环。对于第 j 次迭代, 在内循环中, 各用户依据干扰温度限制最大化自身数据传输速率; 在外循环中, 对 N 个用户的功率分配进行调整。迭代 J 次且达到预先设定的偏差 (Tolerance) ε 后算法终止。算法具体流程如下:

① 初始化 $j=0$: 一般情况下, CR 用户 $n=1, 2, \dots, N$ 的初始功率设为零。

② 内循环: 第 $j=1, 2, \dots$ 次迭代。对于 j , CR 用户 n 在子载波 m 上接收到的干扰与噪声 (Interference plus Noise, IN) 为

$$\text{IN}^{(j)}(n, m) = \sum_{l=n+1}^N |g(n, l, m)|^2 P^{(j)}(l, m) + \sum_{l=n+1}^N |g(n, l, m)|^2 P^{(j-1)}(l, m) + \sigma_{\omega}^2(n_{\text{LU}}, m) \quad (5-65)$$

式中, $P^{(j)}(l, m)$ 表示在子载波 m 上, 用户 l 第 j 次迭代所得到的发射功率。这样, 在 j 次迭代中, 用户 n 以 I_{max} 为约束条件, 通过注水最大化其总的的数据传输速率, 有

$$\begin{aligned} \max R^{(j)}(n) &= \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P^{(j)}(n, m)}{\text{IN}^{(j)}(n, m)} \right) \\ \text{s.t.} \quad P^{(j)}(n, m) &\leq \bar{P}(n, m) = \frac{I_{\text{max}} - \left(\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^N |g(n_{\text{LU}}, l, m)|^2 P(l, m) + \sigma_{\omega}^2(n_{\text{LU}}, m) \right)}{|g(n_{\text{LU}}, n, m)|^2} \end{aligned} \quad (5-66)$$

式中, $\bar{P}(n, m)$ 为 CR 用户 n 在子载波 m 上所允许的最大传输功率, 在 I_{max} 前提下, 主要取决于授权用户 n_{LU} 接收机当前受到的干扰与噪声以及路径损耗 $|g(n_{\text{LU}}, n, m)|^2$ 。

式 (5-66) 所述的有约束的最大化数据传输速率是一个凸优化问题, 可通过对偶分解将其变换为无约束问题^[87], 采用拉格朗日乘子法求解

$$\max \log_2 \left(1 + \frac{P^{(j)}(n, m)}{\text{IN}^{(j)}(n, m)} \right) - \lambda^{(j)}(n) P^{(j)}(n, m), \quad m=1, 2, \dots, M \quad (5-67)$$

记为最优的 $\lambda^{(j)}(n)$ 为 $\lambda^{*(j)}(n)$ ，文献[88]中介绍了一种求解 $\lambda^{*(j)}(n)$ 的次梯度搜索方法，这里不再赘述。

③ 外循环：第 $j=1,2,\dots$ 次迭代。在第 j 次迭代的内循环结束之后，外循环主要是针对内循环的功率分配结果进行调整。如果用户的实际传输速率大于其目标值，就要降低其发射功率；否则，在不违反干扰温度限制的前提下，需要提高其发射功率。

对于用户 n ，其最优功率为

$$P^{*(j)}(n,m) = \left(\frac{1}{\lambda^{*(j)}(n)} - \text{IN}^{(j)}(n,m) \right)^{\dagger} \quad (5-68)$$

式中， \dagger 表示矩阵的复共轭转置，此时有 $P^{*(j)}(n,m) = \overline{P}(n,m)$ 。

④ 确认：外循环中 N 个用户的功率调整结束后，需要检查是否满足预先设定的偏差 ε ，即

$$\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \left| P^{(j)}(n,m) - P^{(j-1)}(n,m) \right| < \varepsilon$$

如果满足该条件，算法终止于 $j = J$ 。否则算法回到内循环继续迭代。

在上述算法中，假设传播路径损耗及频偏等因素在 J 次迭代过程中保持不变，而实际系统很难保证这一点。为降低这些不确定性因素产生的影响，可在描述用户的数据传输速率时引入足够大的 SNR 差额 Γ ，弥补实际速率与理论值之间的差额，以确保多用户 CRN 实际运行中的可靠通信。这样式 (5-62) 扩展为

$$R(n,m) = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma(n,m)}{\Gamma} \right)$$

相应地，迭代注水过程也应进行调整。

采用迭代注水算法进行 CRN 功率控制具有以下特点^[13]：

- 复杂度低：算法复杂度取决于 CR 用户数 N 和频谱空穴数 M ，相对理想的全局解决方案较低；
- 收敛速度快：采用凸优化方法，使得算法收敛速度较快，算法收敛后，将不允许用户各自调整其功率控制策略；
- 灵活性：算法可应用于灵活的自组织模式，构建 Ad Hoc 网络；
- 易操作性：避免了 CR 用户间用于同步等的通信链路，可显著地简化网络设计。

5.6.3 基于非合作的功率控制

受频谱空穴数量以及必须严格遵守的干扰温度限制所制约，CR 用户之间存在对有限网络资源的竞争。本节考虑一种更为自私的非合作应用场景，每个 CR 用户仅关注自身收益最大化，主要通过采用博弈论来实现本地的功率控制。

CR 用户非合作功率控制的博弈论模型与 5.5.2 节基于多用户竞争的频谱分配所采用的模型相似

$$G = \langle \mathcal{N}, A, \{u_i\} \rangle$$

式中， $\mathcal{N} = \{1, 2, 3, \dots, N\}$ 表示网络中参与博弈的 CR 用户； $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_N$ 为 N 个用户功

率控制的策略空间, A_n 为第 n 个用户的功率策略集合 $[0, P_n^{\max}]$, P_n^{\max} 是 CR 用户所允许的最大传输功率; $\{u_n\} = \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ 表示每个用户功率控制的效用函数, 由用户 n 采取的特定动作 a_n 及其他参与博弈 CR 用户的动作 a_{-n} 共同决定。这样, 非合作功率控制的博弈过程可描述为

$$\max_{P_n \in A_n} u_n(P_n, P_{-n}), n \in \mathcal{N}. \quad (5-69)$$

式 (5-69) 中如何定义效用函数将会影响各用户最终的策略选择。下面分别介绍几种在博弈论模型中采用不同效用函数的非合作功率控制算法。

1. 基于 SINR 最大化的功率控制

将用户 n 的 SINR 表示如下

$$\gamma_n = \frac{g_{nn} P_n}{\sum_{l \in \mathcal{N} \setminus n} g_{nl} P_l + \sigma_n^2} \quad (5-70)$$

式中, g_{ln} 表示 l 到 n 的信道增益, P_n 为用户 n 的发射功率, σ_n^2 表示用户 n 接收到的 AWGN 功率。CR 用户均最大化其各自信号的 SINR, 此时, 效用函数表示为

$$u_n(P_n, P_{-n}) = \gamma_n \quad (5-71)$$

该博弈存在唯一的纳什均衡解, 即各用户均选择 P_n^{\max} 。可以证明, 这些最终策略达到了帕累托最优^[8]。然而, 这样的最终策略在实际网络中并不可行, 主要是由于:

- 大大降低了总的系统容量。特别是在 CDMA 网络中, 由于远近效应将严重影响系统容量。
- 公平性差。收发机距离近的 CR 链路将获得更高的 SINR。
- 电池寿命缩短。

2. 基于定价的功率控制

上述效用函数在进行功率选择时主要关注最大化用户自身的收益, 但忽略了对其他用户的干扰, 可能会造成其他用户性能的恶化等影响。定价效用函数是降低这种影响的有效方法之一, 它在传输功率收益的基础上增加了对 CR 用户的惩罚, 定义如下

$$u_n^c(P_n, P_{-n}) = u_n(P_n, P_{-n}) - c_n(P_n, P_{-n}) \quad (5-72)$$

式中, $c_n(P_n, P_{-n})$ 是 CR 用户 $n \in \mathcal{N}$ 所付出的代价^[89]。

在网络中, 针对 $c_n(P_n, P_{-n})$ 的定价策略及具体价格与系统的资源、所提供的服务种类等密切相关, 反映了 CR 用户发射功率的成本及其对网络所提供的需求特性。较常用的是基于占用的定价策略, 即用户所支付的费用与其占用的无线资源成比例^[89]。假设网络的定价因子为 c , 用户 n 的资源占用状况表示为 α_n , 采用线性定价方案可将 $c_n(P_n, P_{-n})$ 表示为

$$c_n(P_n, P_{-n}) = c\alpha_n P_n, \quad c > 0 \text{ 且 } \alpha_n > 0$$

这样, 基于定价的非合作功率控制问题可描述为

$$\max_{P_n \in A_n} u_n(P_n, P_{-n}) - c\alpha_n P_n, \quad n \in \mathcal{N} \quad (5-73)$$

针对该问题文献^[89]提出了一种异步算法, 可使各 CR 用户的功率收敛于最小纳什均衡。设用

户 n 按照 $T_n = \{t_{n1}, t_{n2}, \dots, t_{nk}, \dots\}, t_{nk} < t_{n(k+1)}$ 且 $t_{n0} = 0$ 所定义的时刻来更新其功率, 有 $\bigcap_{n=1}^N T_n = \phi$,

以及 $T = \bigcup_{n=1}^N T_n = \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_K\}, \tau_1 < \tau_2 < \tau_K$, 具体算法如下:

① 令 $t = 0, k = 1$, 设定初始功率 $P_n(0)$ 。

② 对于 $k = 1:K$, 有

- $\tau_k \in T_n$, 确定当前博弈用户为 n ;
- 计算 $r_n(\tau_k) = \arg \max u_n^c(P_n, P_{-n}(\tau_{k-1}))$, 得到用户 n 在 τ_k 时刻对其他用户功率策略 $P_{-n}(\tau_{k-1})$ 的最佳响应集合;
- 从最佳响应集合中选择最小功率 $P_n(\tau_k) = \min(r_n(\tau_k))$ 。

上述异步算法中, 对于定价因子 c 的不同取值, 能够得到收敛于不同纳什均衡的功率策略。为了得到非合作功率控制的帕累托改进 (Pareto Improvement)^[90], 网络的最佳定价因子 c_{BEST} 的选取过程如下:

① 令 $c = 0$;

② 对所有 $n \in \mathcal{N}$, 计算达到纳什均衡的 u_n^c , 并使 $c := c + \Delta c$;

③ 对所有 $n \in \mathcal{N}$, 计算达到纳什均衡的 $u_n^{c+\Delta c}$, 如果 $u_n^c \leq u_n^{c+\Delta c}$ 则返到第②步), 否则得到

$c_{\text{BEST}} = c$ 。

仿真结果表明, 若采用最佳定价因子 c_{BEST} , 相比于仅考虑用户收益的博弈过程, 基于定价机制的功率控制可用更低的发射功率获得更高的用户效用^[89]。定价机制利用收益与代价的差值来最大化效用函数, 其鼓励用户对有限资源的高效共享, 有利于缓解用户之间的激烈竞争状况, 能够通过分布式决策达到提高系统整体收益的目的。

3. 基于QoS保证的功率控制

在实际网络中, 功率控制的主要目标是确保各用户达到 SINR 门限 $\hat{\gamma}$, 以确保满足特定业务的 QoS 需求^[89]。令网络中 CR 用户 n 的 SINR 门限为 $\hat{\gamma}_n$, 要求有

$$\gamma_n = \hat{\gamma}_n, \quad \forall n \quad (5-74)$$

基于 QoS 保证的效用函数可定义为

$$u_n(P_n, P_{-n}) = -(\hat{\gamma}_n - \gamma_n)^2 \quad (5-75)$$

可以证明采用该效用函数的功率控制有以下特点^[91]:

① 算法收敛于唯一的纳什均衡, 与各用户的初始功率设置无关。仿真结果表明, 即使在恶劣的噪声环境中, 功率控制仍然可以达到稳定状态^[92]。

② CR 用户能够以最小功率达到其目标信干噪比, 这也意味着从最小化功率消耗的角度来看该算法是最优的。

③ 结合干扰温度限制设置各用户可行的目标信干噪比, 针对设定的 $\hat{\gamma} = [\hat{\gamma}_1 \ \hat{\gamma}_2 \ \dots \ \hat{\gamma}_N]$ 可通过线性方程组 $\mathbf{ZP} = \mathbf{Y}$ 来求得该功率控制的唯一纳什均衡解^[92]。其中

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} g_{11} & -\hat{\gamma}_1 g_{12} & \cdots & -\hat{\gamma}_1 g_{1N} \\ -\hat{\gamma}_2 g_{21} & g_{22} & \cdots & -\hat{\gamma}_2 g_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\hat{\gamma}_N g_{N1} & -\hat{\gamma}_N g_{N2} & \cdots & g_{NN} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Y} = [\hat{\gamma}_1 \sigma_1^2 \quad \hat{\gamma}_2 \sigma_2^2 \quad \cdots \quad \hat{\gamma}_N \sigma_N^2]^T \quad (5-76)$$

$$\mathbf{P} = [P_1 \quad P_2 \quad \cdots \quad P_N]^T$$

SINR 高通常意味着该用户的服务质量较好，但其增加常以更多的能量消耗为代价，对其他用户造成更大的干扰^[89]。为取得发射功率与 SINR 之间的折中，文献[89]针对这两个参数定义了以下效用函数

$$u_n(P_n, \gamma_n) = -\alpha_n P_n - \beta_n (\hat{\gamma}_n - \gamma_n)^2 \quad (5-77)$$

在式(5-77)中，若权重因子 $\alpha_n/\beta_n > 1$ 则侧重于关注发射功率，而 $\alpha_n/\beta_n < 1$ 意味着更关注 SINR。由式(5-77)及式(5-70)可得

$$\frac{\partial u_n}{\partial P_n} = \alpha_n - 2\beta_n (\hat{\gamma}_n - \gamma_n) \frac{g_{nn}}{\sum_{l \in \mathcal{N} \setminus n} g_{ln} P_l + \sigma_n^2} \quad (5-78)$$

记 $I_n(P_{-n}) = \sum_{l \in \mathcal{N} \setminus n} g_{ln} P_l + \sigma_n^2$ ，整理可得

$$\gamma_n = \hat{\gamma}_n - \frac{\alpha_n I_n(P_{-n})}{2\beta_n g_{nn}} \quad (5-79)$$

对于 P_n ，有

$$P_n = \frac{\gamma_n}{g_{nn}} I_n(P_{-n}) = \frac{\hat{\gamma}_n}{g_{nn}} I_n(P_{-n}) - \frac{\alpha_n I_n^2(P_{-n})}{2\beta_n g_{nn}^2} \quad (5-80)$$

当且仅当 $P_n \leq \beta_n \hat{\gamma}_n^2 / 2\alpha_n$ 时，式(5-80)中 $I_n(P_{-n})$ 存在实数解，对于 $0 \leq P_n \leq P_n^{\max}$ ，要求

$$\frac{\alpha_n}{\beta_n} \leq \frac{\hat{\gamma}_n^2}{2P_n^{\max}} \quad (5-81)$$

当算法收敛于纳什均衡时，有

$$\gamma_n^* = \begin{cases} \hat{\gamma}_n - \frac{\alpha_n}{2\beta_n g_{nn}} \left(\frac{g_{nn} P_n^*}{\gamma_n^*} \right), & \gamma_n^* > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-82)$$

因此，用户 n 收敛于纳什均衡的功率策略表示为

$$P_n^* = \frac{2\beta_n}{\alpha_n} \gamma_n^* (\hat{\gamma}_n - \gamma_n^*) \quad (5-83)$$

仿真结果表明，与传统功率平衡算法（Power Balancing Algorithm）相比，基于该效用函数的功率控制算法在 SINR 变化不明显的情况下可大大降低发射功率。但随着用户数的增加，两种算法的 SINR 均下降较快。因此，在实际中，可通过丢弃未达到 $\hat{\gamma}$ 的用户来确保其余用户达到 QoS 目标^[89]。

尽管基于博弈论的非合作功率控制得到的是次优方案，但 CR 用户基于对周围环境的观察进行决策，其本地优化过程体现了 CRN 自我组织特性的基本思想^[13]。通过设置不同的效

用函数，可改善功率控制算法的收敛速度、公平性等性能，从而能够更好地应用于实际网络环境中。

5.7 频谱移动性管理

由于频谱各特征参数不断变化，针对用户特定需求的最优频谱通常是动态的。为确保频谱的最优化使用，当其上出现授权用户或频谱质量恶化时，CR 用户需要改变工作频谱，这种特性称为频谱移动性（Spectrum Mobility）。由此产生了一种新的切换类型，称为频谱切换（Spectrum Handoff）。

CR 用户工作频谱动态范围广，且受限于授权用户的频谱使用状况，频谱移动性是 CRN 的关键特征。且对于改变的工作频谱，其信道参数如带宽，以及 CR 用户的工作参数如数据率、调制方式、信道编码方式等通常会发生变化，要求 CRN 网络协议栈不同层服务的协议能够通过工作模式的转变进行自适应调整。因此，在 CRN 中，频谱移动性管理的主要目的就是保证快速、平稳的频谱切换，尽可能地避免对授权用户的有害干扰，同时保证 CR 用户的通信质量能够满足期望的 QoS 要求，使切换过程中 CR 用户性能下降最小^[2]。

5.7.1 频谱移动性的特点

由于 CRN 中用户所使用的不是自有频谱，其频谱移动性所涉及的新型频谱切换与传统信道切换相比，从含义、产生原因及实现方式等方面都有所区别^[93]。

（1）含义

3GPP 定义信道切换为将用户的连接从一个无线信道转移到另一个无线信道^[93]（可以是相同或不同小区的无线信道）。而 CR 用户所使用的频谱与授权用户密切相关，不同频谱的信道情况通常具有较大差异性。因此，频谱切换不仅是工作频率的转移，还包括在新的频谱上根据如带宽、数据速率、调制及信道编码方式等参数，自适应调整网络协议栈中的各层协议^[2]。

（2）切换产生原因

传统信道切换的主要原因是用户地理位置的改变。例如，蜂窝通信系统通常采用频率复用，并按时隙、频率或码字等对传输资源进行正交划分，其发射功率覆盖有限的蜂窝小区。相邻小区的覆盖范围之间通常存在交叠，一旦通信中的蜂窝用户进入新的小区，就需要通过切换以保证正常服务。

对于 CRN 中的频谱切换，其区别于传统信道切换的最重要原因在于授权用户的出现，需要 CR 用户及时退出并寻找新的空闲频谱继续通信。另外如果当前通信的信道质量恶化，CR 用户除了可以进行传统信道切换外，还可以切换到质量更好的频谱上。信道质量恶化可能是由无线环境变化、用户移动、网络负载不均或业务类型改变等多种因素造成的，CR 用户能够选择新的最优频谱进行切换，主动地适应周围环境。

（3）切换方式不同

对于传统信道切换，通常是在特定蜂窝网络中根据无线信道所属小区不同，将其分为小区内切换和小区间切换等几种情况，用户所采用的仍然是该网络的通信协议。而在频谱切换中，对于不同的频谱可能采用不同模式的网络协议，用户需要具备重配置的功能，使得各层

的服务协议能够与新的工作频谱相适应，实现过程更为复杂。

此外，CRN 中的频谱移动性管理协议与传统无线网络中的移动性管理也不同。在传统无线网络中，移动性主要有个人移动性、服务移动性、会话移动性和设备移动性等多种形式，使得连接用户与网络的接口或设备即接入点（Point of Access, PoA）不断改变，其移动性管理实质上是为了支持 PoA 的变化^[93]。相应地，频谱移动性管理也面临 PoA 的改变，但同时还面临工作频谱变化所带来的切换时延、网络协议模式转变等问题，需要设计多层的频谱移动性管理协议。为了保证频谱切换过程中的掉话率、丢包率、包延时等最小化，频谱移动性管理协议通常需要预知频谱切换所持续的时间，在此基础上，可进行链路层与传输层的联合跨层设计，并结合应用层移动性方案，实现平稳、快速切换。

5.7.2 频谱切换机制

由于在含义、产生原因及切换方式等方面与传统信道切换有所不同，频谱切换的触发、判决及执行过程也有其自身的特点。

1. 触发机制

从产生切换的主要原因可以看出，用户移动性造成接收信号强度、干扰等发生变化，传统信道切换可依据参考灵敏度电平（Reference Sensitivity Level）、接收质量等触发，而频谱切换的触发机制则需要从授权用户和 CR 用户自身两个角度进行考虑。

（1）避免对授权用户的有害干扰

这是较为严格的触发条件。为了保障授权用户对频谱使用的绝对优先权，CR 用户需要判断授权用户的频谱占用情况，切换触发依据主要包括授权用户的再次出现，或者授权用户所受到的干扰超过干扰温度限制等。此外，还可以采用机器学习等智能算法预测授权用户的出现，使得在与授权用户发生冲撞前及时地切换频谱，降低冲撞率。

（2）CR 用户频谱性能下降

对于 CR 用户而言，如果当前频谱的信道质量不能很好地满足 QoS 需求，也能够触发频谱切换。CR 用户自身的触发条件相对比较灵活，但由于切换过程中不可避免地存在延时，以及由收发机握手等带来的额外开销，甚至面临复杂的工作模式转换等，频谱切换通常需要考虑频谱质量提高和系统性能下降之间的折中。

上述这些触发切换的信息，如频谱占用情况、干扰程度以及信道质量等，可通过频谱检测与分析等技术，不断地感知周围无线环境来获得，从而为频谱切换判决提供必要的参数。

2. 判决机制

切换判决主要用于决策是否进行频谱切换，其机制大多是针对触发条件进行设计的。为了降低对授权用户的干扰，要求 CR 用户频谱切换的判决机制具备复杂度低、执行时间短等特点。由于路径损耗和阴影衰落等因素影响，通常无法精确地检测授权用户所受干扰，而且对于 CR 用户的发射功率、SNR、QoS 指标等多项切换判决参数，缺乏统一的通信质量衡量标准，如何进行频谱切换判决是一个挑战性问题^[94]。

考虑到上述干扰检测的模糊性及判决参数的不确定性，文献[94]提出了一种基于模糊逻辑的频谱切换判决机制，并设计了相应的模糊逻辑控制器（Fuzzy Logic Controller, FLC），通过将 FLC 的输入变量表示为模糊语言变量，根据模糊规则库对其进行模糊推理和去模糊，得到 FLC 的输出变量，如图 5-15 所示。

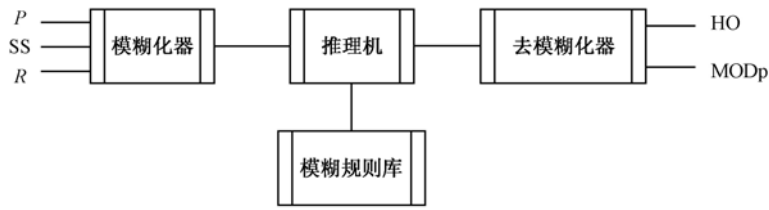


图5-15 频道切换判决FLC

该 FLC 包含三个输入变量，分别是 CR 用户的发射功率 P 、接收到的授权信号强度 SS 以及比特速率 R ，其中 R 用来表征 QoS 指标。各输入变量用“低（L）”、“中（M）”、“高（H）”三个模糊集合所组成的术语集（Term Set）来表示，即描述为

$$T(P) = T(SS) = T(R) = \{L, M, H\} \tag{5-84}$$

所对应的隶属度函数如图 5-16 所示。

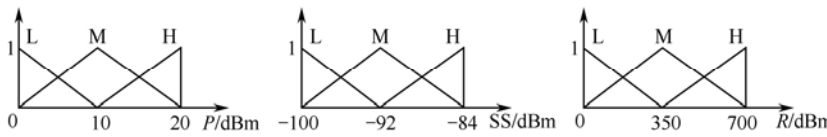


图5-16 FLC隶属度函数

从图 5-16 还可以看出，该 FLC 具有两个输出语言变量 HO 和 MOD_p ， HO 参数表示是否进行频谱切换， MOD_p 参数则用来表示是否调整 CR 用户的发射功率及相应的调整方式。各输出变量的术语集分别描述为

$$\begin{aligned} T(HO) &= \{Yes, P_Y (\text{Probably Yes}), No\} \\ T(MOD_p) &= \{L, M, H\} \end{aligned} \tag{5-85}$$

FLC 频谱切换判决机制中核心部分为模糊规则“IF（条件）THEN（推理结果）”的设计。在上述输入/输出变量定义的基础上，文献[94]制定的模糊规则如表 5-3 所示。

表 5-3 FLC 模糊规则库

IF				THEN	
规则	P	SS	R	HO	MOD_p
1	L	L	L	Y	L
2	L	L	M	P_Y	L
3	L	L	H	N	L
4	L	M	L	Y	L
5	L	M	M	P_Y	L
6	L	M	H	N	L
7,8,9	L	H	L,M,H	Y	L
10,11,12	M	L	L,M,H	N	M
13,14,15	M	M	L,M,H	P_Y	L

IF				THEN	
规则	P	SS	R	HO	MOD _p
16,17,18	M	H	L,M,H	Y	L
19,20,21	H	L	L,M,H	N	H
22,23,24	H	M	L,M,H	P_Y	M
25,26,27	H	H	L,M,H	Y	M

在上表中，与触发机制相对应，在两类场景下会进行频谱切换。一类是对授权用户造成有害干扰，例如在规则 25，26 及 27 中，CR 用户的发射功率 P 和接收到的授权信号强度 SS 均为 H，干扰较大，需要切换到其他频谱；另外一类是不能满足 CR 用户的 QoS 需求，例如在规则 19 中，SS 为 L，表示对授权用户的干扰较小，但即使是 P 为 H 的情况下， R 仍然为 L，CR 用户的业务体验较差，需要选择新的频谱。

此外，为减少频谱切换的次数，对于输出参数 MOD_p，如果通过发射功率 P 的调整能够达到避免有害干扰或者提高 QoS 的目的，则可采用调整后的功率继续使用当前频谱。在规则 13 中， P 和 SS 均为 M，除了进行频谱切换，还可通过降低 P 来减少对授权用户的干扰，但也会相应地降低 CR 用户的 SNR，由香农公式可知，会对比特速率 R 产生不利影响。对于规则 1，如果降低发射功率 P ，可能会导致本来是 L 的比特速率 R 更小，无法满足 QoS 需求，需要制定切换频谱的决策。

为了衡量上述频谱切换判决机制的性能，可设置频谱切换率与干扰温度两个参数，其中频谱切换率表征进行频谱切换的判决次数与总判决次数的比值，而干扰温度则表征授权用户受到的干扰情况。仿真结果表明，与固定门限值的判决机制相比，采用 FLC 的判决机制能有效降低频谱切换率达 25%左右，减少信令开销，并确保较好的用户体验，而且最多可使授权接收机的干扰温度下降 53%。

值得注意的是，FLC 的不足之处在于，其对如何设置隶属度函数和模糊推理规则具有较强的依赖性。在基于 FLC 的频谱切换判决机制中，通常可结合神经网络、遗传算法等智能算法来自适应调整隶属度函数与模糊推理规则，设计较完善的多输入/多输出 FLC，制定高效的切换判决^[94]。

3. 切换执行

如果频谱切换被触发并判决，要求其执行过程能够快速寻找并接入新的空闲频谱。特别是对于因授权用户遭受有害干扰而触发的频谱切换，CR 用户需要立即退出并执行切换，否则会被强制中断，导致切换失败。

为了降低这种强制中断概率，IEEE 802.22 草案里采用了简单的备份信道方案^[95]，即当授权用户出现时，CR 用户切换到备用的信道上重新建立通信连接。实际中，对于 CR 用户来说，通信的强制中断比系统新产生的呼叫阻塞通常更难以接受，因此可赋予切换呼叫一定的优先权，通过预留频谱资源或切换请求排队等机制，保证实现平滑的频谱切换。为 CR 用户预留一定频谱专用于切换的执行策略在 5.4.3 节中已进行了简要介绍，该策略可有效降低强制中断率，主要适用于时延要求比较高的实时业务。在本节将主要分析支持数据等非实时业务的切换请求排队机制^[96,97]。

设频谱共享池总带宽为 B ，均匀划分为相互正交的若干个信道，每个信道带宽均为 b ，

则该频谱共享池中最多能承载的呼叫数为 $M = B/b$ 。设每个呼叫占用一个信道，授权呼叫可随机接入任何一个信道，CR 用户通过频谱检测获取空闲频谱信息并随机选择一个空闲信道接入。当授权呼叫接入 CR 正在工作的信道时，CR 呼叫发起切换请求。若频谱池还有空闲信道，该 CR 切换呼叫立即接入空闲信道，否则允许 CR 切换呼叫请求到缓存区排队等待，队列遵循先到先服务（First Come First Service, FCFS）排队规则。队列中的 CR 切换呼叫在不超过所容忍的时延期间，即最大排队时间 τ 内，若能获得空闲信道则接入继续通信，否则呼叫离开缓存区。设频谱检测结果准确无误，CR 呼叫退出信道的时延足够短，可以忽略不计。实际应用中，考虑以下两种基于切换请求排队机制的频谱切换执行策略。

(1) 策略一：仅允许 CR 切换呼叫请求排队等待

由于 CR 用户最多可能被强占 M 个信道，则缓存区容量设为 M 。当一个 CR 新呼到达时，若没有空闲信道则阻塞；当一个 CR 切换呼叫请求到达时，如没有空闲信道，该呼叫请求将在缓存区中排队等待。如果等待时间超过最大排队时间 τ ，仍未能获得信道，那么该 CR 呼叫将离开缓存区，呼叫发生强制中断。

(2) 策略二：CR 切换呼叫请求和 CR 新呼均允许排队等待

取缓存区容量为 $2M$ ，当 CR 新呼和 CR 切换呼叫到达时，若没有空闲信道可接入，则均到缓存区中排队等待。如果等待时间超过最大排队时间 τ ，仍未能获得信道，那么该 CR 呼叫将离开缓存区，呼叫发生强制中断。

两种策略的系统模型如图 5-17 所示。

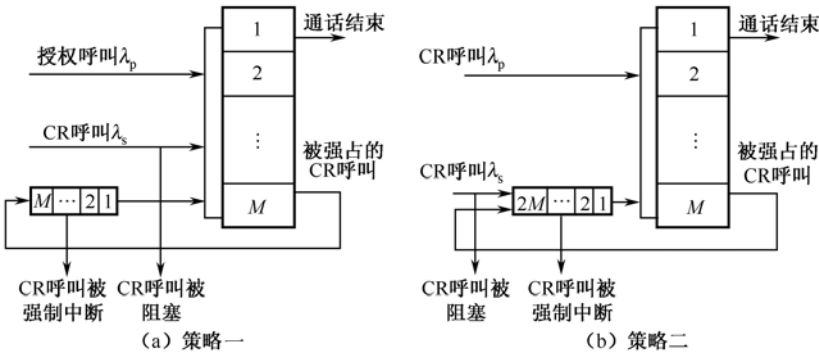


图5-17 基于切换请求排队机制的频谱切换执行策略系统模型

假定频谱共享池中授权用户产生的呼叫和 CR 用户产生的新呼到达过程相互独立且均为泊松过程，到达率分别为 λ_p 和 λ_s 。授权呼叫和 CR 呼叫持续时间均服从负指数分布，平均呼叫持续时长分别为 $1/\mu_p$ 和 $1/\mu_s$ 。设 CR 业务所能容忍的最大时延即最大排队时间 τ 服从负指数分布，平均最大排队时长为 $1/r_d$ 。

对任意时刻 t ，系统中正在服务的授权呼叫数为 $P(t)$ ，CR 呼叫数为 $S(t)$ ，包括在服务的呼叫数和缓存里排队的呼叫数。令 $N(t) = \{P(t), S(t)\}$ ，记系统的状态空间为 V ， $N(t) = \{P(t), S(t)\}$ 为二维的拟生灭（Quasi-Birth-and-Death, QBD）过程，记 $P_{ij} = \lim_{t \rightarrow \infty} P\{P(t), S(t)\}$ ，状态空间有限，稳态概率 $\pi(i, j)$ 必然存在。

对于策略一， $V = \{i, j | 0 \leq i \leq M, 0 \leq j \leq M\}$ ，其稳态概率可表示为

$$\begin{cases} \pi_m = \pi_{m-1} B_{m-1} (-C_m)^{-1} = \pi_0 \prod_{i=1}^m [B_{i-1} (-C_i)^{-1}], & 1 \leq m \leq M \\ \pi_0 C_0 = 0 \end{cases} \quad (5-86)$$

式中, C_i 表示为

$$\begin{cases} C_i = E_i + B_i (-C_{i+1})^{-1} D_{i+1}, & 0 \leq i \leq M-1 \\ C_M = E_M, & i = M \end{cases} \quad (5-87)$$

基于上述系统稳态概率 $\pi(i, j)$, 可获得基于策略一的频谱切换执行策略性能指标:

① 阻塞概率 P_b 为

$$P_b = \sum_{i=0}^M \sum_{j=M-i}^M \pi(i, j) \quad (5-88)$$

② 强制中断率 P_f . 强制中断率表征了因授权呼叫强占而被挤到缓存区排队的 CR 切换呼叫在其最大排队时间 τ 内未被服务而离开缓存区的概率。在该切换执行策略中, 强制中断率等效于频谱切换失败率。若对于某个时刻, 系统中有 i 个授权呼叫, $M-i$ 个 CR 呼叫以及 k 个排队呼叫, 有

$$P_f = \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{kr_d}{i\mu_p + (M-i)\mu_s + (k+1)\gamma_d} \sum_{i=1}^M \pi(i, M-i+k) \right\} \quad (5-89)$$

对于策略二, $V = \{i, j | 0 \leq i \leq M, 0 \leq j \leq 2M\}$, 其稳态概率可表示为

$$\begin{cases} \pi_m = \pi_{m-1} B_{m-1} (-C_m)^{-1} = \pi_0 \prod_{i=1}^m [B_{i-1} (-C_i)^{-1}], & 1 \leq m \leq M \\ \pi_0 C_0 = 0 \end{cases} \quad (5-90)$$

式中, C_i 表示为

$$\begin{cases} C_i = E_i + B_i (-C_{i+1})^{-1} D_{i+1}, & 0 \leq i \leq M-1 \\ C_M = E_M, & i = M \end{cases} \quad (5-91)$$

策略二与策略一不同的是同时允许 CR 新呼和切换呼叫请求排队等待。基于上述系统稳态概率 $\pi(i, j)$, 可获得基于策略二的频谱切换执行策略性能指标:

① 阻塞概率 P_b 为

$$P_b = \sum_{i=0}^M \pi(i, 2M) \quad (5-92)$$

② 强制中断率 P_f . 同样, 若对于某个时刻, 系统中有 i 个授权呼叫, $M-i$ 个 CR 呼叫以及 k 个排队呼叫, 有

$$P_f = \sum_{k=1}^{2M} \left\{ \frac{kr_d}{i\mu_p + (M-i)\mu_s + (k+1)\gamma_d} \sum_{i=1}^M \pi(i, M-i+k) \right\} \quad (5-93)$$

由仿真结果可知^[96], 对于采用了切换请求排队机制的切换执行策略, 与无切换机制相比, 无论是策略一还是策略二, 强制中断率 P_f 性能均明显改善。就策略一和策略二性能而言, 由于策略二允许缓存新呼, 阻塞概率 P_b 相比策略一下降 70% 左右, 但因其缓存区容量较大, 在 $\tau = 40$ s 时, 可能有更多的用户不能在所容忍的时延内得到服务而被中断, 其强制中断率 P_f 高于策略一。实际应用中, 不同业务所能容忍的最大排队时间也不同。随着平均最大排队时间 τ 的增加, 策略一和策略二的阻塞概率均随之加大, 强制中断率均随之减小, 而策略二由于

缓存区容量较大所受影响更明显。这说明对于所能容忍排队时延相对较大的业务来说, 选用策略二的切换执行策略系统性能会更好。

考虑到数据业务占用带宽有很大的变化范围, 数据业务一般都具有弹性变化带宽的特征, 文献[97]提出一种自适应带宽分配机制, 该机制允许所有 CR 用户可以根据系统状态自适应调整其占用带宽, 充分利用授权用户未占用的空闲频谱, 从而减少对空闲频谱的浪费, 提高系统带宽利用率。仿真结果表明, 相比固定带宽分配机制, 在 CR 呼叫到达率 $\lambda_d > 0.004$ 时 CRN 的带宽利用率最大可以提高 10%, 同时该机制还可以降低 CR 用户阻塞率和缓存区中等待的 CR 用户被中断的概率^[97]。

5.7.3 频谱移动性管理协议

频谱移动性管理协议的关键是控制频谱切换的持续时间, 使得 CR 用户可以实现快速的频谱切换, 并确保正在进行的通信性能下降最小^[2]。这就需要设计多层的频谱移动性管理协议^[93]。

频谱移动性管理协议对链路层提出了特殊挑战。对于传统信道切换, 用户终端在同一网络不同 PoA 之间的变换通常由链路层来实现。实际中, 绝大多数的小区内切换和小区间切换都由链路层进行控制, 其对 IP 层的路由协议来说完全透明或者仅表现为简单的链路层重配置。在这种情况下, 由于切换执行都是基于链路层, 正在通信中用户的相关信息包括鉴权或者安全参数等都可以继续用于该用户, 不需要重新协商。在频谱切换中, CR 用户对于不同的工作频谱自适应配置了相应的空中接口, 不同工作模式的 PoA 之间进行转换, 链路层切换所产生的时延在整个切换时延中占较大比例, 在多用户竞争接入的情况下这种影响会更明显。

频谱移动性管理协议在网络层可采用更智能的触发机制。传统切换先执行链路层切换, 然后是网络层切换, 较新的研究则提出准并行的链路层和网络层切换来减少时延。对于频谱切换, 如果可以采用智能算法预先判断切换的发生, 即可以触发网络层切换, 无需等到链路层切换完成之后再准备。网络层的上下文转换可以通过设计骨干网信令来实现, 从而减少网络层切换过程中等待链路层切换的时间跨度, 缩短整个切换时延。

频谱移动性管理协议需要设计应用层移动性方案。在 5.7.2 节中介绍了针对实时和非实时业务的频谱切换执行策略, 需要新的频谱移动性管理方案来保证业务不会在切换执行过程中受到很大影响。对于非实时业务如 FTP 服务等, 频谱移动性管理协议必须存储在切换过程中传输的数据包。而对于语音等实时业务, 对切换时延更为敏感, 要求能够保证业务的 QoS 需求。

5.7.4 频谱移动性管理面临的挑战

频谱移动性管理是个关键并有待进行深入研究, 目前其开放性研究课题主要有^[2]:

① 一旦选出最优频谱, 为了减少频谱切换所造成的延时和性能下降, 需要设计新型的频谱移动性和链路管理方法。

② 当多个 CR 用户可以同时工作在同一个频段时, 如果当前频段变得拥挤, 则其上的部分用户必须转移另外的可用频段。新工作频谱的选择会消耗时间, 需要保证 CR 用户业务在频谱切换过程中受到的影响尽可能小。

③ 频度切换存在多个触发原因, 都需要设计相应的切换方案。例如, 当 CR 用户的地理

位置发生改变需要更换可用频谱时,频谱切换方案可借鉴蜂窝网络的传统切换技术进行设计。此外,针对异构网络中的垂直切换等复杂问题也可结合 CR 技术,研究更完善的切换方案。

④时间域的频谱移动性管理也是一个关键难题。CRN 可用频谱随时间改变,在这种环境下保证 QoS 是一个挑战,频谱切换也需要考虑时域因素。

⑤ 空间域的频谱移动性管理同样重要。随着 CR 用户移动,同一个频谱是否可用会发生变化,在这种情况下,切换过程中可用频谱的选择以及结合平滑的频谱分配方案等都有待进一步研究。

5.8 资源调度

资源调度作为无线资源管理一项重要的关键技术,在最大化系统吞吐量、保证用户间公平性和 QoS 上都起着重要的作用。而在 CRN 中由于授权用户的存在和 CR 用户采用机会式频谱接入方式,所以其调度又有了不同于传统无线通信系统的特性。本节将详细介绍 CRN 中的资源调度。

5.8.1 认知无线网络中调度的特点

CRN 除了具有一般无线网络(如 3G)的带宽有限性、用户移动性以及信道突发差错和高误码率特性外,由于授权用户的存在和 CR 用户采用机会式频谱接入,CRN 中的调度又具有如下一些新的特点。

① 在 CRN 中应考虑检测静默期的调度。由于要检测授权用户是否出现,如果采用基于静默期的检测,在 CR 用户检测频谱时,其他 CR 用户就应该在该频谱上停止数据传输,因此静默期检测会占用系统资源,所以在 CRN 中引入了检测静默期的调度。

② 调度应考虑总的可用频谱数的时变性和可用频谱的差异性。CRN 使用的可用频谱为授权用户没有占用的频谱,因此授权用户的不同行为会带来总的可用频谱数变化和可用频谱的差异性,所以 CRN 中的调度应充分考虑这两个特性。

③ 对授权用户的干扰应视为调度的目标之一。由于 CR 用户机会式占用授权用户不用的频谱资源,所以 CRN 应能保证授权用户的通信不受到干扰,因此调度目标中应考虑对授权用户的干扰。

④ 端到端流调度应更多地进行跨层联合优化。在端到端流调度中,由于 CR 用户的可用频谱具有时变性,物理层具有自适应性,所以 CRN 中端到端流调度更应结合物理层和 MAC 层的信息进行跨层的联合优化。

这些新的特点对 CRN 中的链路级调度和端到端流调度都带来了新的挑战。现有 CRN 链路级调度的研究主要集中在检测静默期的调度、可用频谱总数变化的分组调度、节点可用频谱不同的分组调度、对授权用户干扰受限的分组调度,而对 CRN 中端到端流的调度的现有研究则主要集中在端到端流的跨层调度。下面将分别进行详细的介绍。

5.8.2 链路级调度

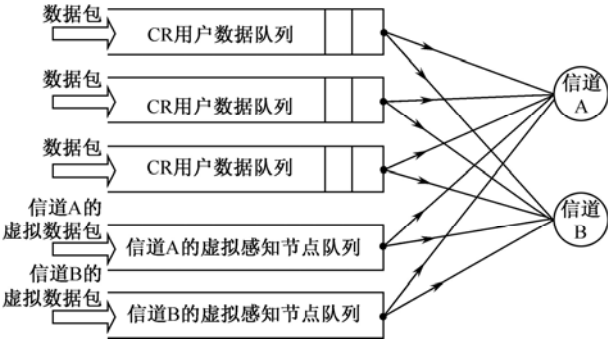
链路级调度的被调度对象是等待传输的节点或两相邻节点组成的链路。调度决定节点/

链路在何时进行传输以及使用哪一种资源进行传输。

1. 检测静默期的调度

检测静默期是指在检测时为了确保 CR 用户的数据通信不会对检测性能造成影响, CR 用户在该时期内停止在检测频谱上的数据传输。由定义可知, 检测静默期会占用系统资源, 并会影响系统性能, 如造成系统吞吐量的损失和数据分组等待时延的增加。且影响的大小取决于检测时刻的系统状态, 所以如何调度检测静默期在满足各分组的最大时延的情况下使频谱在信道状态好的时候用于数据传输、在信道状态差的时候对其检测对减小检测造成的系统性能的损失有着重要的意义。

文献[98]中针对检测静默期的影响给出了一种检测静默期的调度算法。通过调度尽可能减少分组因超时的掉包率和最大化系统吞吐量。



算法将每一次静默看成在该频谱上传一个相应时长的虚拟数据包, 并且每个频谱都有一个相应的虚拟感知节点队列。然后, 算法如图 5-18 中所示的一样, 将虚拟感知节点队列与真实的 CR 用户数据队列一起作为调度的对象进行调度。

调度算法根据下式来选择节点 u 占

图5-18 基于虚拟感知节点队列的传输/感知联合队列系统 用频谱 k 。

$$u \in \arg \max_{n \in NUV} \left\{ \frac{w_n(t)}{D_n} v_n^k(t) \right\} \tag{5-94}$$

式中, V 和 N 分别表示虚拟节点集和 CR 节点集; $w_n(t)$ 表示节点 n 的队头分组等待的时间; D_n 表示节点 n 的分组的最大等待时延; $v_n^k(t)$ 表示节点 n 占用频谱 k 所能获得的速率, 其具体取值为

$$v_n^k(t) = \begin{cases} u_n^k(t), & \text{节点 } n \text{ 为 CR 节点} \\ 1/t_s, & n \text{ 为虚拟节点, } n=k \\ 0, & n \text{ 为虚拟节点, } n \neq k \end{cases} \tag{5-95}$$

式中, $u_n^k(t)$ 表示 CR 节点 n 在 t 时刻使用频谱 k 进行传输的速率; t_s 表示每次静默的时长。

从式 (5-94) 可以看出, 算法中最大等待时延越小、队头等待时间越长、对吞吐量贡献越大的队列具有较高的调度优先级, 因此该算法可以减少分组因超时的掉包率和最大化系统吞吐量。仿真表明, 在信道状态快速变化时, 对比在固定时间静默的检测算法分组因超时而产生的掉包率最大可减少 80%^[98]。

2. 可用频谱总数变化的分组调度

在 CRN 中 CR 用户采用机会式频谱占用的方式使用资源。当授权用户出现时 CR 用户必须归还其占用的资源。由此可见, CRN 内可用资源的多少与授权用户的行为有关, 是动态变化的。如果仍采用原有的无线调度算法, 在系统可用资源较少时无法为所有类型的业务 (特

别是实时业务) 提供 QoS 保障, 所以 CRN 中的分组调度应能自适应的适应这种变化。

文献[99]根据 CRN 的这一特点提出了自适应的调整实时业务和非实时业务在可用频谱数不同时的资源分配优先级的调度算法。算法使实时业务能在系统资源缺乏时优先分配资源, 从而在尽可能满足不同业务的 QoS 需求的前提下最大化吞吐量。

算法首先在等待传输的队列中按照计算的优先级选择一个队列优先级最高的传输队列, 然后为其匹配信道条件最好的子信道和完成自适应的调制编码, 最后分配时隙进行传输。队列优先级计算公式为

$$p(i, j) = k_j \exp \left[\alpha_j \frac{\omega_{i,j}(t) - T_j}{T_j} + \beta_j \frac{r_j - \overline{r_{i,j}}(t)}{r_j} \right] \quad (5-96)$$

式中, $p(i, j)$ 表示用户 i 的传输队列 j ; $\omega_{i,j}(t)$ 表示该队列的分组头等待的时间; T_j 表示以业务 j 的分组最大能忍受的分组时延; r_j 表示业务 j 的分组吞吐量要求; $\overline{r_{i,j}}(t)$ 表示该队列在 t 时刻之前的一段时间内获得的平均速率; α_j 和 β_j 表示不同的加权系数, 两者之和为 1, 不同的 α_j 和 β_j 值反映了业务 j 的分组时延要求与分组吞吐量要求之间的加权比例衡量; k_j 表示业务的频谱自适应系数, 其取值为

$$k_j = \begin{cases} 1 + \frac{u(N - \bar{N})}{N}, & j \text{ 为实时业务} \\ 1, & j \text{ 为非实时业务} \end{cases} \quad (5-97)$$

式中, N 表示系统平均可用频谱数; \bar{N} 表示当前调度周期内的可用频谱总数; $u(\cdot)$ 为单位阶跃函数。通过式 (5-97) 可以看出, 在系统平均可用频谱数较少时, 实时业务的频谱自适应系数较大, 相应地会获得更高的调度优先级。

通过仿真可以看出该算法由于能根据系统可用频谱总数的变化自适应地选择调度策略, 所以可以获得比一般的无限调度算法更好的性能。同时 α_j 的取值也会影响算法的性能, 因此 α_j 的取值应在保证不同类型业务的 QoS 的情况下, 尽量使调度倾向于能产生较大分组吞吐量的业务。

3. 节点可用频谱不同的分组调度

由于各 CR 用户在网络中不规则分布且有可能在移动, 所以不同的 CR 用户附近的授权用户是不一样的。由于各授权用户的授权频带和对该频带的占用情况不同, 所以各 CR 用户在同一时刻可使用的频谱也是不一样的。这与传统调度中所有节点可用频谱都相同的情况是不同的, 因此在 CR 的分组调度中应该考虑这种差异性给调度带来的影响。

多个 CR 用户在共享一些频谱时, 可以采用共享式的方式也可以采用独占式的方式, 所以下面将分别介绍在这两种情况下的节点可用频谱不同的分组调度。

(1) 节点独占资源方式

CR 用户独占资源方式是指当一个 CR 用户在某一时隙占用子信道时它周围的 CR 用户就不能使用该子信道。

在 CR 用户独占式使用资源的 CRN 中, 分组调度在考虑到各用户可用频谱的差异性的情况下, 通过调度确定用户每个时隙使用什么频率资源, 从而使 CRN 内的各 CR 用户满足互相之间不会因为同时使用同一频率资源而造成同频干扰, 并最大化系统吞吐量。可见, 算法调

度的资源是频域的子信道，即进行频域的调度。

调度从实现方式上可以分为集中式和分布式调度，下面将分别介绍集中式调度和分布式调度的实现方式。

① 集中式调度。文献[100]中针对节点独占方式下的频域调度提出了算法应满足的约束条件：

- 一个节点的所有边（每条边表示一条通信链路，且每条边可用的频谱不同）不能被分配同一个时隙。
- 当一个节点处于接收状态时，它周围的节点除了发射节点外都应在其通信的频谱和时隙上保持沉默。相距很远的节点，如两跳以外，仍然可以使用同一时隙和频谱。
- 所有的边都应被覆盖至少一次。

以上三个条件的数学表达式在文献[100]中有详细描述。同时文献[101]指出，在满足这三条约束条件时，为了实现高的频谱利用率和吞吐量就应该最小化调度长度，即最小化完成一次调度所需要的时长，所以算法即在满足这三个约束条件时最优化式为

$$\min \sum_{\forall k} kY_k \quad (5-98)$$

式中， k 表示第 k 个时隙； Y_k 在0和1之间取值，当时隙 k 内有数据进行通信时 Y_k 取1，其他情况取0。

文献[100]中指出，上述过程是一个整数线性过程，并可以通过采用一个集中式的实体来完成调度。

② 分布式调度。由于集中式的方式会带来很大的系统开销，所以文献[100]还给出了一种分布式的实现方法。分布式方法分为两步，第一步每个节点为从该节点发出的边选择一个频谱和时隙的二元组。第二步完成调度长度的同步。

第一步可以分为以下两个步骤实现：

- 按其出边的数目或节点的可用频谱集大小或两者的混合对每个节点进行排序。
- 如果该节点在它所有的邻接点中顺序最靠前，就在满足三个限制条件的前提下为该节点的出边分配频谱和时隙。

显然第一步节点只考虑了自己本地的拓扑信息。完成了第一步的节点都会有一个自己的调度时长，但是在实际的数据通信中，往往希望各节点是同步的发送数据，即应同时完成调度，所以算法第二步应使所有节点都采用所有节点中的最大调度时长完成同步。

在第二步中，完成第一步的节点向周围的节点传达自己的调度长度信息，而接收信息的节点会收到发送节点分发的权重，通过比较接收到的调度长度和自己的调度长度决定是否成为发送节点的子节点。当信息遍历全部节点后，如果所有子节点的权重之和等于自己分发的权重，则该调度长度即为最大调度长度。若不然，该节点就等待接收其他节点的调度长度信息。

文献[100]中证明了该分布式算法进行调度后每个链路都能不冲突地使用系统资源。具体的算法实现过程可参考文献[100]。

（2）节点共享资源方式

CR用户共享资源方式是指多个CR用户共同使用同一频率资源，CR用户间采用干扰避免（如进行功率的限制）和时分复用的方式进行共享。显然，在这种方式下，CR用户间会存在干扰。

在 CRN 中，虽然各节点/链路可用的频谱不同，但是某一范围内的节点的可用频谱肯定会存在交集，当多个 CR 用户采用共享资源方式使用同一可用频谱时，由于各用户间距离、功率等不一样，相互间干扰的大小也会不一样，因此同一 CR 用户在与不同的用户共同使用同一频谱传输时获得的速率是不一样的。鉴于以上分析，可以通过调度共享同一频率资源的 CR 用户，使该频谱在一段时间内能获得最大的系统吞吐量。显然，算法调度时域资源，决定各个链路在哪些时隙进行传输。

文献[102,103]对这种情况下的分组调度进行了深入的研究，分别给出了集中式和分布式的实现方法，下面将分别介绍两种实现方式。

① 集中式调度。在文献[102]提出的调度算法中，调度由集中式的频谱服务器实现，算法在保证最大最小公平性或比例公平性的前提下，每个时隙调度不同的用户集进行通信，最大化系统吞吐量。

假设不同的传输用户和不传输用户组成的集合称为一个传输模式。用 c_{li} 表示链路 l 在模式 i 下的可靠通信速率。 x_i 表示用模式 i 分配的时隙占该帧全部时隙的比例，所以 $x_i \in [0,1]$ ，另外，定义 r_l 表示链路 l 的平均速率，则 r_l 可表示为

$$r_l = \sum_i c_{li} x_i \quad (5-99)$$

式中， $c_{li} = \log(1 + r_{li})$ ，它表征了同一 CR 用户与不同的用户共享资源时，由于干扰不同，其获得的速率也不一样。其矩阵为

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (5-100)$$

由以上的分析可知，调度算法的结果为一个可以使吞吐量最大的时隙分配向量 \mathbf{x} ， \mathbf{x} 可能的取值集合为

$$\chi = \{\mathbf{x}: \mathbf{1}^T \mathbf{x} = 1, \mathbf{x} \geq 0\} \quad (5-101)$$

根据上面的定义，调度过程可以转化成如下的最优化问题：

$$\begin{aligned} & \max \quad \mathbf{1}^T \mathbf{r} \\ & \text{s.t.} \quad \mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} \\ & \quad \mathbf{r} \geq \mathbf{r}_{\min}, \quad \mathbf{x} \in \chi \end{aligned} \quad (5-102)$$

式中 \mathbf{r}_{\min} 表示各链路的最小限制速率向量，如果该向量为零，则调度会总是将时隙分配给能获得最大速率的模式。为了保证公平性，通常会设置最小链路限制速率，显然这种做法会带来吞吐量上的损失，即采用牺牲吞吐量的做法保证公平性。

有时调度时会考虑所得到的速率向量是否是最大最小公平的。对可实现的速率向量 \mathbf{r} ，对于每一个 $l \in \mathcal{L}$ ，如果保证其可实现性的前提下要增大 r_l 就必定会造成 $r_{l'}$ （ l' 是指 $r_{l'} \leq r_l$ 的链路）的减小，那我们就称向量 \mathbf{r} 具有最大最小公平性。即对于任何可实现的向量 $\tilde{\mathbf{r}}$ ，其中 $\tilde{r}_l \leq r_l$ ，必定存在一些 l' 使得 $\tilde{r}_{l'} \leq r_{l'} \leq r_l$ 。

文献[102]中给出了最大最小公平性调度的最优化过程，其数学表示为

$$\begin{aligned} & \mathbf{r}^* = \max \mathbf{r}_{\min} \\ & \text{s.t.} \quad \mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} \\ & \quad \mathbf{r} \geq \mathbf{r}_{\min} \mathbf{1}, \quad \mathbf{x} \in \chi \end{aligned} \quad (5-103)$$

求解式 (5-103) 最优化过程所得到的向量 \mathbf{x}^* 所产生的速率向量即为满足最大最小公平性的速率向量^[102]。

当考虑 CR 用户间的比例公平性时，由比例公平性的定义知，比例公平的速率向量 \mathbf{r} 应满足对于任意其他向量 \mathbf{r}' ，向量 \mathbf{r} 的变化比例的总和是非正的，且满足比例公平的向量是一个效用函数具有最大对数和的向量^[104]，所以在满足比例公平性前提下的最大化吞吐量调度的最优化过程可表示为

$$\begin{aligned} & \max \sum_l \log r_l \\ \text{s.t. } & \mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} \\ & \mathbf{x} \in \mathcal{X} \end{aligned} \quad (5-104)$$

解式(5-104)所得的时隙分配向量 \mathbf{x} 所对应的速率向量即为满足比例公平性的速率向量。

该过程是一个非线性最优化问题，目标函数是一个单调增的凹函数，限制条件是线性的且由于该问题是一个凸优化问题^[105]，这表明该问题有一个特定的全局最大的约束集，所以可以用梯度收索算法来求解这个问题。

② 分布式调度。虽然通过集中式频谱服务器进行调度可以获得很好的性能，但由于频谱服务器需要知道所有链路的信息且需要与 CR 用户间进行大量的信息交互，所以集中式调度往往难以实现。

文献[103]给出了一种分布式的解决方案，在该方案中每条链路在每个时隙都以一个固定的概率独立的进行传输，并且各链路间概率是独立的。调度算法根据期望的速率向量按时隙进行迭代，确定下一时隙各链路进行传输的概率。给出迭代方程之前，先定义链路 i 获得的速率 $r_i(\mathbf{p})$ 函数

$$\begin{aligned} r_i(\mathbf{p}) &= \sum_{j=1}^M c_{ij} \prod_{l=1}^L [t_{lj} p_l + (1-t_{lj})(1-p_l)] \\ &= p_i \sum_{j:t_{lj}=1} c_{ij} \prod_{l \neq i} [t_{lj} p_l + (1-t_{lj})(1-p_l)] \end{aligned} \quad (5-105)$$

式中， p_l 表示链路 l 传输的概率； t_{li} 取 0 表示模式 j 下链路 l 不传输，取 1 表示传输； c_{ij} 表示在模式 j 下链路 i 的可靠通信速率。

有了 $r_i(\mathbf{p})$ 函数的定义，算法根据现有的速率 $r_i(n)$ 和期望速率 r_i^d 更新 $p_i(n)$ ，进行迭代。在实际中，现有速率向量 $\mathbf{r}_i(n)$ 用链路在前面多个时隙上获得的平均速率表示。其迭代表达式如下

$$p_i(n+1) = \frac{r_i^d}{r_i(n)} p_i(n) \quad (5-106)$$

文献[103]证明了对于一个可实现的速率向量，如果所有的链路都从 $\mathbf{p}(0) = \mathbf{0}$ 开始独立的进行上述迭代过程，最后所有链路的迭代都会收敛到一固定的点 $(\mathbf{p}^*, \mathbf{r}^*)$ ，其中 $\mathbf{r}^* = \mathbf{r}^d$ 并且对所有的 n 都满足 $p_i(n) \leq 1$ 。如果 \mathbf{r}^d 是不可实现的，则上述迭代过程会出现一些 $p_i(n)$ 大于 1。

所以为了避免这种情况，可将式(5-106)改写为

$$p_i(n+1) = \min \left\{ \frac{r_i^d}{r_i(n)} p_i(n), 1 \right\} \quad (5-107)$$

根据文献[103]的理论分析，在只有两个 CR 用户时，分布式算法可实现速率的速率空间在两用户间干扰很小的情况下完全可以达到使用频谱服务器所能达到的速率空间，而在强干扰的情况下，分布式算法的可达速率空间也接近于采用频谱服务器所能达到的上限。

4. 对授权用户干扰受限的分组调度

CR 用户在使用频谱时会不断地检测是否有授权用户的出现，但是检测存在漏检，也就是说 CR 用户难免会对授权用户产生干扰，从而产生冲突，导致授权用户数据包丢失。以往的调度由于网络中没有分级用户的存在，所以调度不会考虑对授权用户的保护，然而在 CRN 中这是至关重要的，因为 CR 首先应是在不对授权用户造成干扰的情况下“伺机”地使用频谱。

文献[106]针对如何在满足对授权用户冲突限制的情况下最大化 CR 用户的吞吐量提出了一种调度算法。算法将授权用户 m 受到的干扰建模为一个虚拟干扰冲突队列 $X_m(t)$ ，队列的到达过程为前一时隙内是否发生冲突的过程，服务率对该授权用户所能容忍的最大冲突速率。队列长度更新表示为

$$X_m(t+1) = \max[X_m(t) - \rho_m(1 - S_m(t)), 0] + C_m(\tau) \quad (5-108)$$

式中， $C_m(\tau)$ 和 $S_m(t)$ 都在 0、1 间取值，分别表示在时隙 t 授权用户和 CR 用户的数据传输是否发生了碰撞和授权用户是否占用频谱； ρ_m 所能容忍的冲突的数据包占总数据包的比例。

为了保证授权用户不超过干扰限制，算法应保持队列 $X_m(t)$ 的稳定，即应满足

$$c_m = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{\tau=0}^{t-1} C_m(\tau) \leq \lim_{t \rightarrow \infty} \rho_m \frac{1}{t} \sum_{\tau=0}^{t-1} (1 - S_m(\tau)) = \rho_m v_m \quad (5-109)$$

基于虚拟冲突队列的假设，调度过程可表示为

$$\begin{aligned} & \max \sum_{n,m} \mu_{nm}(t) \left[U_n(t) P_m(t) - \sum_{k=1}^M X_k(t) (1 - P_k(t)) I_{nm}^k(t) \right] \\ & \mu_{nm}(t) \in \{0, 1\} \\ & \mu_{nm}(t) \leq h_{nm}(t) \\ \text{s.t.} \quad & 0 \leq \sum_{m=1}^M \mu_{nm}(t) \leq 1 \\ & \mu_{nm}(t) = 1 \Leftrightarrow \sum_{j=1}^M \sum_{i=1, i \neq n}^N I_{ij}^m(t) \mu_{ij}(t) = 0 \end{aligned} \quad (5-110)$$

式中， $I_{nm}^k(t)$ 为 1 表示 CR 用户 n 在频谱 m 上传输时会干扰频谱 k 上的传输，造成丢包； $\mu_{nm}(t)$ 表示在时隙 t 内 CR 用户 n 是否能被调度使用频谱 m ，当 CR 用户 n 被调度使用频谱 m 时取 1，反之取 0； $U_n(t)$ 表示用户 n 的队列长度； $P_m(t)$ 表示授权用户 m 占用频谱 m 的概率； $h_{nm}(t)$ 是 CR 用户对各频谱可用情况矩阵 $\mathbf{H}(t)$ 的元素，表示授权频谱 m 对 CR 用户 n 可用与否。

式 (5-110) 描述的实际上是一个最大权重匹配问题，对每组不同的 n 和 m 值的组合，算法在满足约束条件的情况下根据其权重 $U_n(t) P_m(t) - \sum_{k=1}^M X_k(t) (1 - P_k(t)) I_{nm}^k(t)$ 确定 $\mu_{nm}(t)$ 取 0 或

1。 U 为用户 n 的队列经过频谱 m 可用概率加权后的积压数， $\sum_{k=1}^M X_k(t) (1 - P_k(t)) I_{nm}^k(t)$ 表示受用户 n 干扰的频谱的冲突队列用权用户占用该频谱的概率加权后的队列积压数之和。可见调度中队列积压加多，且对授权用户干扰小的 CR 用户队列会具有较大的加权值。

通过文献[106]的理论分析，该算法能够保持冲突队列的稳定，算法性能也能接近最优化的值。另外文献还采用随机李雅谱诺夫最优化方法给出了一个只用根据当前时隙的授权用户占用概率向量 $\mathbf{P}(t)$ 和 CR 用户对频谱可用矩阵 $\mathbf{H}(t)$ 就能做出流控制和调度决策的算法。

5.8.3 端到端流的跨层调度

在网络中,对于由一对源-目的节点决定的会话流,由于从源节点到目的节点的路由存在多条可选路径,所以就产生了流调度。流调度是指算法基于一定的调度策略,通过合并、拆分数据流等措施实现系统服务能力的最大化。

在 CRN 中,一方面,由于 CR 节点的物理层自适应的改变传输参数,如功率、物理层发射功率的改变会影响链路接收端信噪比的变化,从而对 MAC 层链路分组调度和链路容量都会带来影响。另一方面,由于 CR 节点的可用频谱不一样,且节点的可用频谱动态变化,所以 MAC 层的调度对网络层的路由拓扑的形成有着直接的影响。基于这些原因,CRN 中的端到端流调度应更多的结合其他层的信息,进行跨层的流调度。

目前,已经进行了较多跨层的流调度的研究。如文献[107~109]对 CRN 中共享多个子信道时,功控、频域的分组调度、路由的跨层优化进行了研究,并分别给出了集中式的实现方式和分布式的实现方式。文献[110]对多个用户共享一定带宽时如何调度用户按时操作、用户节点的功控、星座尺寸选择,以及网络层的路由三者的联合优化进行了研究。文献[111]也对多个用户共享一定带宽时的时域调度和流分配的联合进行了研究。从这些研究可以看出,在 CRN 中,由于路由拓扑的动态性、节点之间可用频谱差异性,所以流调度需要借助底层的信息进行跨层的调度。

总结以上研究成果,本节给出了一个端到端的跨层流调度的实例。下面将分别介绍功控和星座尺寸选择、MAC 调度、网络层流调度的数学表示,然后讨论跨层的实现。

1. 功率控制和星座尺寸选择

功率控制即选择 CR 节点在所分配的资源上的发射功率,资源对时域调度来说是一些时隙,对频域调度来说是一些子信道。

假设每个节点都可以在 0 到 p_{\max} 之间调谐发射功率,CR 节点 i 在调度到的资源上的发射功率为 p_i ,最大发射功率为 p_{\max} ,将最大发射功率分为 Q 级, p_i 可以为 $0, \frac{1}{Q}p_{\max}, \frac{2}{Q}p_{\max}, \dots, p_{\max}$, 则从节点 i 到节点 j 的链路 l 的信干噪比为

$$S_{ij} = \frac{g_{ij}p_i}{\sigma^2 + \sum_{\substack{k \neq i, j \\ k \in N}} g_{kj}p_k} \quad (5-111)$$

式中, N 表示所有的 CR 节点集; σ^2 表示噪声平均功率; g_{ij} 表示节点 i 到节点 j 的链路增益。

使用不同的星座尺寸,节点发送的信息量是不一样的。假设节点 i 在所占用的资源上使用 m_i 进制进行发送,则单位信道容量上发送的信息量为 $\log_2 m_i$ 比特。

2. MAC层分组调度

由分组调度的定义可知,调度的结果是各个用户对资源的占用情况,例如,时域调度的结果是每个时隙上哪些用户进行传输;频域调度的结果则是在每个子信道上哪些用户分配到了该子信道,所以无论调度的是何种资源,调度的结果都可以看做一个矩阵集,该集合中的每一个元素矩阵都是一个调度的资源单元内各用户的占用情况。假设对有 N 个 CR 用户、 M

个资源单元的网络，资源单元对时域调度可以是 M 个时隙，对频域调度是 M 个子信道。其调度结果矩阵集为： $\mathbf{B}=\{B^1, B^2, \dots, B^M\}$ ，对于其中的任一个矩阵元素其取值为

$$B_{ij}^r = \begin{cases} 1, & \text{从节点 } i \text{ 到节点 } j \text{ 的链路使用了资源单位 } r \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

3. 网络层流调度

假设对于网络中的一个流速率为 f_l 会话流 l ，其在链路 $i \rightarrow j$ 上分配的流量为 x_{ij}^l ， x_{ij}^l 的取值可以为 0 到 f_l 间的任意值，当取零时，表示会话流 l 的所有可能路径中不包括链路 $i \rightarrow j$ 或在拓扑中没有从节点 i 到节点 j 的链路。

基于上面假设，对流 l 可以得到一个 $N \times N$ 的流调度矩阵 \mathbf{X}^l ，其元素为 x_{ij}^l 。对于有 K 种会话流的网络，调度的目标就是最大化 K 个流速率的效用函数之和，数学表述为

$$\max \sum_k U(f_k) \quad (5-112)$$

如果效用函数为 $U(f_k) = f_k$ ，则式 (5-112) 就是在最大化源-目的对的端到端的流速率之和。如果 $U(f_k) = \log(f_k)$ ，得到的是各个流的比例公平速率。

当然，上述的流调度过程中每个链路上分配的流速率应该小于该链路的链路容量，即满足

$$\sum_{i=1}^K x_{ij}^k \leq \tilde{C}_{ij} \quad (5-113)$$

式中， \tilde{C}_{ij} 表示节点 i 到节点 j 的链路容量； x_{ij}^l 表示会话流 l 在节点 i 到节点 j 的链路上的速率。

而对于会话流 l ，假设其目的节点为 $d(l)$ ，源节点为 $S(l)$ ，用 $\Gamma_{d(l)}$ 表示所有指向 $d(l)$ 的链路节点，所以 f_l 应满足

$$f_l = \sum_{h \in \Gamma_{d(l)}} x_{hd(l)}^k \quad (5-114)$$

4. 跨层的实现

由上面的分析可以看出，流调度最优化过程中的限制条件主要是链路上的各个流的速率之和应小于链路的容量。而 CRN 中路由拓扑具有动态性，调度的结果对路由的拓扑有直接影响，直接决定了路由可以利用哪些路径进行传输，对于不同的调度结果，各个链路的容量是不一样的，所以链路容量是一个与调度结果直接相关的量。它们的关系可以用数学表述如下

$$\tilde{C}_{ij} = \sum_{r \in M_i} B_{ij}^r C_{ij} \quad (5-115)$$

式中， M_i 表示节点 i 可用的资源集合，比如节点 i 的一些可用子信道或可用时隙； B_{ij}^r 表示从节点 i 到节点 j 的链路是否使用了资源单元 r ； B_{ij}^r 作为 MAC 层调度的结果，反映了 MAC 层调度对网络层流调度的影响，因为不同的调度结果矩阵集 \mathbf{B} 对应着不同的路由拓扑，而路由拓扑决定着流调度时一个会话具有哪些可选路径； \tilde{C}_{ij} 表示节点 i 到节点 j 的链路容量； C_{ij} 表示信道容量，即

$$C_{ij} = W_r T_r \log_2(1 + S_{ij}^r) \log_2 m_i^r \quad (5-116)$$

式中, W_r 表示资源块 r 的带宽; T_r 表示资源块 r 的时长, 对频域调度而言不同的资源单元其带宽可以是一样也可以是不一样的而时长是一样的, 因为不同的子信道其带宽可以不一样, 而资源块时长为一个定长的时间间隔, 即调度的时间粒度; 对时域调度则资源块的带宽是一样的, 时长为一个时隙的长度; S_{ij}^r 表示在使用资源单元 r 时, 链路的接收节点 j 处的 SINR; m_i^r 表示节点 i 在使用资源单元 r 进行传输时所使用的星座尺寸; 由式 (5-116) 可以看出物理层的功率控制、星座尺寸选择都会影响 C_{ij} , 从而影响网络层的流调度。

显然, 从上面的分析, 我们可以看出, 在 CRN 流调度中, 由于每个节点的可用频谱不一样, 调度由于可用频谱的时变性, 调度结果产生的路由拓扑也动态变化, 且底层的发射功率、星座尺寸不一样也会对信道容量产生影响, 所以流调度应该综合调度和功率控制的信息进行跨层的流调度。

参 考 文 献

- [1] Jordi Perez-romero, Oriol Sallent Ramon Agusti. RADIO RESOURCE MANAGEMENT STRATEGIES IN UMTS[M]. Wiley, 2005.
- [2] F Akyildiz I., Y Lee W., C Vuran M., S Mohanty. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey[J]. Computer Networks Journal (Elsevier). 2006, 50(13): 2127-2159.
- [3] Cordeiro C., Challapali K., Birru D., Sai Shankar N. IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [4] Centre Steibeis-transfer. Compatibility of IEEE 802.15.4 (Zigbee) with IEEE802.11 (WLAN), Bluetooth, and Microwave Ovens in 2.4 GHz ISM-Band[J]. <http://www.ba-loerrach.de/>.
- [5] Chulho Won, Jong-hoon Youn, Ali H., Sharif H., Deogun J. Adaptive radio channel allocation for supporting coexistence of 802.15.4 and 802.11b[C]. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd, 2005.
- [6] Pollin Sofie, Ergen Mustafa, Timmers Michael, Dejonghe Antoine, Van Perre Liesbet, Catthoor Francky, Moerman Ingrid, Bahai Ahmad. Distributed cognitive coexistence of 802.15.4 with 802.11[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [7] Arslanh Ed. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems[M]. Springer, 2007: 470.
- [8] Fette Bruce A. Cognitive Radio Technology[M]. Newnes, 2006: 656.
- [9] Liu Fangfang, Feng Chunyan, Guo Caili, Wang Yue, Wei Dong. Polarization Spectrum Sensing Scheme for Cognitive Radios[C]. The 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WICOM2009, 2009.
- [10] Guha R. K., Gunter C. A., Sarkar S. Fair Coalitions for Power-Aware Routing in Wireless Networks[J]. Mobile Computing, IEEE Transactions on. 2007, 6(2): 206-220.
- [11] Wild B., Ramchandran K. Detecting primary receivers for cognitive radio applications[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [12] Tang H. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.

- [13] Hossain Ekram, Bhargava Vijay K. Cognitive Wireless Communication Networks[M]. Springer, 2007: 440.
- [14] Zheng H., Cao L. Device-centric spectrum management[C]. IEEE DySPAN 2005, 2005.
- [15] Kanodia V., Sabharwal A., Knightly E. MOAR: a multichannel opportunistic auto-rate media access protocol for ad hoc networks[C]. IEEE BROADNETS 2004, 2004.
- [16] Krishnamurthy S., Thoppian M., Venkatesan S., Prakash R. Control channel based MAC-layer configuration, routing and situation awareness for cognitive radio networks[C]. Military Communications Conference, 2005. MILCOM 2005. IEEE, 2005.
- [17] Zhao Q., Tong L., Swami A., Chen Y. Decentralized cognitive MAC for opportunistic spectrum access in ad hoc networks: A POMDP framework[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2007, 25(3): 589-600.
- [18] Rondeau T. w., Le B., Bostian C. j. Riser And C. w. Cognitive Radios with Genetic Algorithms: Intelligent Control of Software Defined Radios[C]. Phoenix, AZ:, Software Defined Radio Forum Technical Conference, 2004.
- [19] Goldberg David E. Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning[M]. Addison-Wesley Professional, 1989.
- [20] So W., Mo J., Walrand And J. Comparison of multi-channel MAC protocols[C]. 8th ACM/IEEE International Symposium on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems, 2005.
- [21] Sadler Q. Zhao And B. m. Dynamic spectrum access: Signal processing, networking and regulatory policy[J]. IEEE Signal Process. Mag. 2007, 55(5): 2294-2309.
- [22] Qing Zhao, Sadler B. M. A Survey of Dynamic Spectrum Access[J]. Signal Processing Magazine, IEEE. 2007, 24(3): 79-89.
- [23] Danijela Cabric, Ian D. O'donnell, Mike Shuo-wei Chen, Robert W. Brodersen. Spectrum Sharing Radios[J]. IEEE CIRCUITS AND SYSTEMS MAGAZINE. 2006(Second quarter): 30-45.
- [24] John M. Chapin, William H. Lehr. The Path to Market Success for Dynamic Spectrum Access Technology[J]. IEEE Communicatons Magazine. 2007(5): 96-103.
- [25] So J., N. h. Vaidya. Multi-Channel MAC For Ad Hoc Networks: Handling Multi-Channel Hidden Terminals Using A Single Transceiver[C]. Proceedings of the 5th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking and computing, 2004.
- [26] Wu S. l., Lin C. y., Tseng Y. c., J. p. Sheu. A New Multi-Channel MAC Protocol with On-Demand Channel Assignment for Multi-Hop Mobile Ad Hoc Networks[C]. International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms, and Networks, I-SPAN, 2000.
- [27] Chuan Han, Jun Wang, Shaoqian Li. A Spectrum Exchange Mechanism in Cognitive Radio Contexts[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on, 2006.
- [28] Capar F, Martoyo I, Weiss T, etc. Comparison of bandwidth utilization for controlled and uncontrolled channel allocation in a spectrum pooling system[C]. IEEE Spring VTC 2002, 2002.
- [29] Capar F, Jondral F. Resource allocation in a spectrum pooling system for packet radio networks using OFDM/TDMA[C]. Thessaloniki (Greece):, IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit 2002,, 2002.
- [30] Zhen Huang, Hai Huang, Fei Lin, Guangxin Yue, Daxiong Xu. Dynamic Channel Allocation Scheme for Hybrid Cognitive Network[C]. Anti-counterfeiting, Security, Identification, 2007 IEEE International Workshop on, 2007.
- [31] Tang P. K., Chew Y. H., Ong L. C., Haldar M. K. Performance of Secondary Radios in Spectrum Sharing with Prioritized Primary Access[C]. Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006, 2006.

- [32] Xiaorong Zhu, Lianfeng Shen, Tak-shing Peter Yum. Analysis of Cognitive Radio Spectrum Access with Optimal Channel Reservation[J]. Communications Letters, IEEE. 2007, 11(4): 304-306.
- [33] Jones Steven D, Merheb Naim And Wang I. Jeng. An experiment for sensing-based opportunistic spectrum access in CSMA/CA Networks[C]. IEEE DySPAN 2005, 2005.
- [34] Akbar I. A., Tranter W. H. Dynamic spectrum allocation in cognitive radio using hidden Markov models: Poisson distributed case[C]. SoutheastCon, 2007. Proceedings. IEEE, 2007.
- [35] Devroye N., Mitran P., Tarokh V. Achievable rates in cognitive radio channels[J]. Information Theory, IEEE Transactions on. 2006, 52(5): 1813-1827.
- [36] Jafar S. A., Srinivasa S. Capacity limits of cognitive radio with distributed and dynamic spectral activity[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2007, 25(3): 529-537.
- [37] Srinivasa Sudhir, Jafar Syed Ali. The Throughput Potential of Cognitive Radio: A Theoretical Perspective[C]. Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference on, 2006.
- [38] Shu Tao, Cui Shuguang, Krunz Marwan. WLC05-3: Medium Access Control for Multi-Channel Parallel Transmission in Cognitive Radio Networks[C]. Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06. IEEE, 2006.
- [39] Anh Tuan Hoang, Ying-chang Liang. A Two-Phase Channel and Power Allocation Scheme for Cognitive Radio Networks[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on, 2006.
- [40] Anh Tuan Hoang, Ying-chang Liang. Maximizing Spectrum Utilization of Cognitive Radio Networks Using Channel Allocation and Power Control[C]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, 2006.
- [41] Islam Md Habibul, Liang Ying- Chang, Hoang Anh Tuan. Distributed Power and Admission Control for Cognitive Radio Networks Using Antenna Arrays[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on, 2007.
- [42] Lan Zhang, Ying-chang Liang, Yan Xin. Joint Admission Control and Power Allocation for Cognitive Radio Networks[C]. Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007. ICASSP 2007. IEEE International Conference on, 2007.
- [43] Danijela abri, Shridhar Mubaraq Mishra¹, Daniel Willkomm, Robert Brodersen Adam Wolisz. A Cognitive Radio Approach for Usage of Virtual Unlicensed Spectrum[C]. Dresden, Germanyn:, Proc.of14th IST Mobile Wireless Communications Summit 2005, 2005.
- [44] Bechir Hamdaoui, Kang Shin. OS-MAC: An Efficient MAC Protocol For Spectrum-Agile Wireless Networks[J]. Mobile Computing, IEEE Transactions on : Accepted for future publication. 2007, PP(99): 1-1.
- [45] Houze Paul, Jemaa Sana Ben, Cordier Pascal. Dynamic Spectrum Allocation Algorithm for Cognitive Networks [C]. Wireless and Mobile Communications, 2007. ICWMC '07. Third International Conference on, 2007.
- [46] Sung-hyan H, Myung-sun S, Yun-hee K Chang-joo K. Method for Using Flexible Bandwidth in OFDM-based Cognitive Radio System,Base Station and Subscriber Station Using This Same[P]. Korea, WO 2007052995.
- [47] 李建东, 李维英, 杨家玮, 等. 基于认知无线电系统的多用户资源分配方法[P]. 中国, CN1878027.
- [48] 李建东, 陈东, 李维英, 等. 认知无线电的 OFDM 帧结构及其副载波分配方法[P]. 中国, CN1889403.
- [49] Chu Feng- Seng, Chen Kwang- Cheng. Radio Resource Allocation in OFDMA Cognitive Radio Systems[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on, 2007.

- [50] Hyon Tae-in, Kim Hoon, Park Dae-young, Sang-boh Yun Etc. Apparatus and method for allocating channel using auction algorithm in wireless communication system[P]. USA, US20070263583.
- [51] Banerjee Torsha, Ghosh Chittabrata, Agrawal Dharma P. Wireless Sensor based Dynamic Channel Selection in Cellular Communication by Cognitive Radio Approach[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006. 1st International Conference on, 2006.
- [52] Ji Baowel, Ding Yinong, Semper William Joseph. Method and System for Sharing Spectrum in A Wireless Communications Network[P]. USA, US 20070223419.
- [53] Ashish Pandharipande, Hwang Ducki-dong, Kim Jae-myeong, Sang-jo Yoo etc. Method of Partitioning Resources in A cognitive Radio Wireless Communication Syatem and Syestem Supporting The Same[P]. USA, US 20070115878.
- [54] 潘哈潘德·阿什施, 黄德东, 金在明, 等. 在认知无线电无线通信系统中划分资源的方法和系统[P]. 中国, CN1972495.
- [55] 惠俊红, 黄德东, 金在明, 等. 在认知无线电无线通信系统中管理资源的方法[P]. 中国, CN1960575.
- [56] Hui Junhong, Hwang Duck-dong, Kim Jae-myeong, Sang-jo Yoo Etc. Method of managing resources in a cognitive radio communication system[P]. USA, US20070117537.
- [57] Wendong Hu, Willkomm D., Abusubaih M., Gross J., Vlantis G., Gerla M., Wolisz A. COGNITIVE RADIOS FOR DYNAMIC SPECTRUM ACCESS - Dynamic Frequency Hopping Communities for Efficient IEEE 802.22 Operation[J]. Communications Magazine, IEEE. 2007, 45(5): 80-87.
- [58] Rahul Uргаonkar Michael J. Neely. Opportunistic Scheduling for Reliability in Cognitive Radio Networks[J]. CSI TECH. REPORT. 2007(7): 1-9.
- [59] Nan Hao, Hyon Tae- In, Yoo Sang- Jo. Distributed Coordinated Spectrum Sharing MAC Protocol for Cognitive Radio[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on, 2007.
- [60] Wei Wang, Xin Liu. List-coloring based channel allocation for open-spectrum wireless networks[C]. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd, 2005.
- [61] Haitao Zheng, Chunyi Peng. Collaboration and fairness in opportunistic spectrum access[C]. Communications, 2005. ICC 2005. 2005 IEEE International Conference on, 2005.
- [62] Lili Cao, Haitao Zheng. Distributed spectrum allocation via local bargaining[C]. Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2005. IEEE SECON 2005. 2005 Second Annual IEEE Communications Society Conference on, 2005.
- [63] 廖楚林, 陈劼, 唐友喜, 等. 认知无线电中的并行频谱分配算法[J]. 电子与信息学报. 2007, 29(7): 1608-1611.
- [64] Zhao Q, Tong L Swami A. Decentralized cognitive MAC for dynamic spectrum access[C]. IEEE DySPAN 2005, 2005.
- [65] Yunxia Chen, Qing Zhao, Swami A. Distributed Cognitive MAC for Energy-Constrained Opportunistic Spectrum Access[C]. Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006, 2006.
- [66] Smallwood R. Sondik E. The optimal control of partially observable Markov processes over a finite horizon[J]. Operations Research. 1973, 21(5): 1071-1088.
- [67] Zhao Q., Tong L., Swami A., Chen Y. Cross-Layer Design of Opportunistic Spectrum Access in the Presence of Sensing Error[C]. Information Sciences and Systems, 2006 40th Annual Conference on, 2006.

- [68] Neel J., Buehrer R. M., Reed B. H., Gilles R. P. Game theoretic analysis of a network of cognitive radios[C]. Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. The 2002 45th Midwest Symposium on, 2002.
- [69] Zhu Ji, Liu K. J. Dynamic Spectrum Sharing: A Game Theoretical Overview[J]. Communications Magazine, IEEE. 2007, 45(5): 88-94.
- [70] Neel J. O., Reed J. H., Gilles R. P. Convergence of cognitive radio networks[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2004. WCNC. 2004 IEEE, 2004.
- [71] Niyato D., Hossain E. A Game-Theoretic Approach to Competitive Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE, 2007.
- [72] Wendorf R. G, Blum H. A Channel-Change Game for Multiple Interfering Cognitive Wireless Networks[C]. Military Communications Conference, 2006., 2006.
- [73] D.monderer, L. Shapley. Potential Games[J]. Games and Economic Behavior. 1996, 14(0044): 124-143.
- [74] Nie N., Comaniciu C. Adaptive channel allocation spectrum etiquette for cognitive radio networks[C]. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on, 2005.
- [75] Neel J. O., Reed J. H. Performance of Distributed Dynamic Frequency Selection Schemes for Interference Reducing Networks[C]. Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006, 2006.
- [76] Aumann R. J. Subjectivity and correlation in randomized strategy[J]. Journal of Mathematical Economics. 1974, 1(1): 67-96.
- [77] Zhu Han, Pandana C., Liu K. J. Distributive Opportunistic Spectrum Access for Cognitive Radio using Correlated Equilibrium and No-Regret Learning[C]. Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE, 2007.
- [78] Wei Wang, Yilin Cui, Tao Peng, Wenbo Wang. Noncooperative Power Control Game with Exponential Pricing for Cognitive Radio Network[C]. Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th, 2007.
- [79] Zhu Ji, Liu K. J. Belief-Assisted Pricing for Dynamic Spectrum Allocation in Wireless Networks with Selfish Users[C]. Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2006. SECON '06. 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on, 2006.
- [80] J.huang, R. Berry, M.l.honig. Auction-based Spectrum Sharing[C]. ACM/Springer Mobile Networks and Apps., 2006.
- [81] S. Gjerstad J. Dickhaut. Price formation in double auctions[J]. Games and Economic Behavior. 1998, 22: 1-29.
- [82] 冯春燕, 郭义武, 薛钰, 郭彩丽. 授权链路保护的频谱分配算法[J]. 电子科技大学学报. 2008, 37(6).
- [83] Z. Ji, W. Yu K. J. R. Liu. An optimal dynamic pricing framework for autonomous mobile ad hoc networks [C]. IEEE INFOCOM'06, 2006.
- [84] Menon Rekha, Buehrer R. m., Reed J. h. Outage probability based comparison of underlay and overlay spectrum sharing techniques[C]. 2005.
- [85] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 2005, 23(2): 201-220.
- [86] Fcc. ET Docket[J]. 2003, No.03-237.
- [87] Vandenbarghe A. Boyd And L. Convex optimization[M]. Cambridge University Press, 2004.
- [88] Thomas T. M. Cover And J. A. Elements of information theory[M]. Wiley, 1991.
- [89] Glisic Savo G. Advanced Wireless Communications: 4G Cognitive and Cooperative Broadband Technologies [M]. Wiley, 2007: 890.

- [90] Saraydar C. U., Mandayam N. B., Goodman D. J. Efficient power control via pricing in wireless data networks[J]. Communications, IEEE Transactions on. 2002, 50(2): 291-303.
- [91] J. Neel, R. Menon A. Mackenzie And J. Reed. Using Game Theory to Aid the Design of Physical Layer Cognitive Radio Algorithms[C]. Michigan:, Conf. on Economics, technology and Policy of Unlicensed Spectrum, 2005.
- [92] Yates R. D. A framework for uplink power control in cellular radio systems[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. 1995, 13(7): 1341-1347.
- [93] Bernhard H. Walke. IEEE 802 Wireless Systems: Protocols, Multi-Hop Mesh/Relaying, Performance and Spectrum Coexistence[M]. Wiley, 2007: 402.
- [94] Giupponi L., Perez-neira A. I. Fuzzy-based Spectrum Handoff in Cognitive Radio Networks[C]. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2008. CrownCom 2008. 3rd International Conference on, 2008.
- [95] IEEE P802 22tm/d0 3. Draft Standard for Wireless Regional Area Networks Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV bands[S]. 2006.
- [96] 郭彩丽, 曾志民, 冯春燕, 刘琦. 机会频谱接入系统的切换请求排队机制及性能分析[J]. 电子与信息学报. 2009, 31(4).
- [97] 刘琦, 曾志民, 冯春燕, 郭彩丽. 认知无线网络的自适应带宽分配机制及性能分析[J]. 北京邮电大学学报. 2008, 31(12).
- [98] Anh Tuan Hoang, Ying-chang Liang. Adaptive Scheduling of Spectrum Sensing Periods in Cognitive Radio Networks[C]. 2007.
- [99] Jianying Li, Binyang Xu, Zhangjing Xu, Shaoqian Li, Yi Liu. Adaptive Packet Scheduling Algorithm for Cognitive Radio System[C]. 2006.
- [100] Thoppian M., Venkatesan S., Prakash R., Chandrasekaran R. MAC-layer scheduling in cognitive radio based multi-hop wireless networks[C]. 2006.
- [101] Ramanathan S., Lloyd E. L. Scheduling algorithms for multihop radio networks[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking. 1993, 1(2): 166-177.
- [102] Raman C., Yates R. D., Mandayam N. B. Scheduling variable rate links via a spectrum server[C]. 2005.
- [103] Singh J., Raman C., Yates R., Mandayam N. Random Access for Variable Rate Links[C]. 2006.
- [104] Kleinrock L., Tobagi F. Packet Switching in Radio Channels: Part I--Carrier Sense Multiple-Access Modes and Their Throughput-Delay Characteristics[J]. IEEE Transactions on Communications. 1975, 23(12): 1400-1416.
- [105] S Boud, L Vandenberghe. Convex Optimization[M]. Cambridge University Press, 2004.
- [106] Urgaonkar R., Neely M. J. Opportunistic Scheduling with Reliability Guarantees in Cognitive Radio Networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing. 2009, 8(6): 766-777.
- [107] Yi Shi, Hou Y. T., Kompella S. A cross-layer approach to multi-hop networking with cognitive radios[C]. 2008.
- [108] Hou Y. T., Yi Shi, Sherali H. D. Spectrum Sharing for Multi-Hop Networking with Cognitive Radios[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2008, 26(1): 146-155.
- [109] Yi Shi, Hou Y. T. A Distributed Optimization Algorithm for Multi-Hop Cognitive Radio Networks[C]. 2008.
- [110] Fridman A., Weber S., Dandekar K. R., Kam M. Cross-layer multicommodity capacity expansion on ad hoc wireless networks of cognitive radios[C]. 2008.
- [111] Raman C., Yates R. D., Mandayam N. B. Cross-Layer Scheduling of End-to-End Flows Using a Spectrum Server[C]. 2006.

第6章 路由技术及传输层协议

认知无线网络（CRN）中动态频谱的选择通常需要上层协议（如路由协议、传输协议等）进行相应调整。传统的多跳无线网络的路由协议及 TCP 传输协议不再适用。本章就 CRN 中的路由技术和传输协议进行详细的探讨。

6.1 路由技术

在 CRN 中，尤其是在多跳通信中，如何迅速准确地选择从源端到目的端的路由是一个很重要的研究课题。传统的多跳无线网络的路由协议并不适用于可用频谱集动态变化的 CRN 网络，高效的动态路由协议和算法成为 CRN 设计的关键。

6.1.1 概述

CRN 网络的自身特性为其路由设计提出了新的问题和挑战，主要表现为以下两点：

① 可用频谱集具有节点差异性（空间）和时变性（时间）。与传统的多跳无线网络相比，CRN 中的各节点都具有频谱检测能力，由于授权用户的位置差异性，CRN 中各节点检测到的可用频谱集有可能不同；此外，由于授权用户出现的随机性，CRN 中各节点就需要对无线频谱进行周期性检测，这样就使得相同节点的可用频谱集随时间而变化。所以在 CRN 中，各节点的可用频谱集不是固定不变的，而是随着时间和空间而不断变化的。

② 动态变化的网络拓扑结构。CRN 中拓扑结构变化的原因与传统的多跳无线网络中的也不同。在传统的多跳无线网络中，拓扑变化主要是由节点的移动性造成的；在 CRN 中，除了节点的移动性外，当各节点的可用频谱集随时间发生变化时，网络拓扑结构也随之发生变化。

因此，CRN 网络对其上运行的路由协议提出了许多具体而严格的要求。这些要求主要有：

① 跨层设计：即将网络层的路由选择和 MAC 的频谱分配紧密相连，这是 CRN 中的路由协议有别于传统的多跳无线网络路由协议的独特之处，主要为了能提高连接的稳定性和端到端的吞吐量。

② 快速收敛：CRN 的拓扑结构是动态的，它随着节点的移动性和各节点的可用频谱集的变化而变化，这就要求路由协议必须对拓扑的变化具有快速反应能力，在计算路由时能够迅速收敛，及时获得有效的路由，避免出现目的节点不可达的情况。

③ 提供无环路由：在 CRN 中，由于拓扑结构动态变化会导致大量已有路由信息在短时间内作废，从而更容易产生路由环路，因此，在 CRN 中提供无环路由就显得尤为重要。

④ 避免无穷计算：在 CRN 中，当网络拓扑发生变化时，对坏消息的反应速度慢，从而导致无穷计算，这就要求在 CRN 中的路由协议能够避免无穷计算问题。

⑤ 控制管理开销小：CRN 中无线带宽有限，传输控制管理分组不可避免地会消耗掉一部分带宽资源。为了更有效地利用宝贵的带宽资源，需要尽可能地减少控制管理的开销。

⑥ 对终端性能无过高要求：在 CRN 中，不一定存在路由器这样的固定设备，有可能节点间的路由选择完全是由移动节点完成的。而无线移动终端使用可耗尽能源，CPU 性能、内存大小、外部存储容量都低于路由器这样的固定设备。因此，在 CRN 中路由协议不能对终端性能要求过高。有线网络中用计算的复杂度来换取路由协议性能的做法，不再适用于 CRN。

⑦ 支持单向信道：在 CRN 中，由于无线收发设备不同或周围环境对无线信道的影响，可能会造成单向的无线传输信道。这就要求路由协议能够支持单向信道。

⑧ 尽量简单实用：在实现路由功能的前提下，路由协议应力求简单。因为简单有助于减少各种开销。

6.1.2 路由协议

通常路由包含两个部分：选路和转发。选路即确定到达目的节点的最佳路径；转发即沿选定的最佳路径传送信息分组。相应地，路由协议可分为路由选择协议（Routing Protocol）和路由转发协议（Routed Protocol）。路由选择协议和路由转发协议是既相互配合又相互独立的概念，后者使用前者维护的路由表，同时前者要利用后者提供的功能来发布路由协议数据分组。下文中提到的路由协议，除非特别说明，都是指路由选择协议，这也是普遍的习惯。

目前，国内外研究人员对 CRN 路由协议的主要设计思路是路由选择和频谱分配相结合，即联合网络层和 MAC 层来设计路由。传统多跳无线网络遵从静态频谱分配原则，路由设计主要考虑的是网络拓扑的动态性。而在 CRN 中，每个节点对无线频谱进行检测，并各自决定其可用的频谱集，且可用频谱集随时间和空间不断变化，所以，为了高效准确地确定 CRN 中的下一跳节点和与之通信的频谱，使得路由选择和频谱分配相结合成为必然。

现有的 CRN 路由协议主要针对两种网络拓扑结构，分别为认知 Ad Hoc 网络、认知 Mesh 网络。下面将分别对其路由协议进行具体叙述。

1. 认知Ad Hoc网络路由协议

传统 Ad Hoc 网络的路由协议不再适用于 CRN。但是，CRN 的路由协议可以沿用传统 Ad Hoc 网络路由协议的基本流程，需要改变的一点是在原有消息格式中加入各节点的可用频谱信息。

SORP^[1]（Spectrum aware On-demand Routing Protocol）和 DORP^[2]（Delay motivated On-demand Routing Protocol）都沿用了传统 Ad Hoc 网络中常用的 AODV 路由协议的基本流程。根据发送数据分组的需要进行路由发现过程，在控制信道上广播路由请求（Route Request, RREQ）报文，目的节点收到 RREQ 以后发送路由回应（Route Reply, RREP）报文。RREQ 和 RREP 消息分别携带了源节点和目的节点的频谱信息，它们结合在一起能够提供一条路径上完整的频谱使用信息。

SORP 和 DORP 的具体过程如下：

（1）路由发现

源节点将自身的 SOP（Spectrum Opportunity）信息通过 RREQ 广播出去；转发节点也将自己的 SOP 信息加入 RREQ 的 SOP 信息链表。收到 RREQ 的节点把 SOP 信息链表中最近的 SOP 信息与自己的进行比较，当且仅当存在交集时才继续转发 RREQ。这样才能确保 RREQ 沿着空间和频谱都可行的路径到达目的节点。

(2) 路由回应

目的节点根据收到的 RREQ 中沿途节点的 SOP 信息分布情况首先分配频段，然后将所选频段封装在 RREP 消息中发往源节点。中间节点从接收到的 RREP 消息中提取各下游节点已分配的频段，连同先前从 RREQ 消息中提取的上游 SOP 信息，计算出目前最适合的工作频段，同时更新路由表，最后生成新的 RREP 继续回送到源节点。

上述路由方式能够使节点都准确知道下一跳节点的工作频段，从而快速找到空间距离较短且能通过适当频段切换建立通信的多跳路径。

2. 认知Mesh网络路由协议

与认知 Ad Hoc 网络相比，认知 Mesh 网络不是纯分布式网络，它不仅支持多跳通信，还能通过入口 Mesh 节点与基础设施网络相连。由于网络拓扑结构的不同，认知 Mesh 网络有适用于自己的路由协议，下面将分别介绍两种不同的路由协议。

(1) CTBR (Cognitive Tree-based Routing) 路由协议

在认知 Mesh 网络中，通常有部分节点的可用频谱是异构的，它们分属于不同的无线系统，而原始的 TBR (Tree-based Routing) 路由协议仅仅工作于单个无线系统如 IEEE 802.11a/b，而非多个无线系统。为了解决这个问题，文献[3]提出了一种有效的、实用的 CTBR (Cognitive Tree-based Routing) 路由协议。它扩展并加强了 TBR 路由协议使得 TBR 能够工作于多个无线系统，如 IEEE 802.11g 和 IEEE 802.11j 两个不同的无线系统。由于不同的无线系统接口不同，通常一个认知终端具有多个无线接口。为了使 CTBR 能够适应认知 Mesh 网络环境，文献 [3] 定义了一种新的认知链路度量标准来表示链路质量，并提出了一个全网决策机制和本地决策机制，来分别选择端到端的最佳路径和用于转发数据的最小负载的无线接口。

① 认知链路度量标准计算。为了反映认知 Mesh 网络环境，认知链路度量标准定义为 L/C ，其中 L 为常数， C 为链路成本。链路成本 C 可表示为

$$C = \frac{1}{\sum_{i=1}^K 1/C_i} \quad (6-1)$$

第 i 个无线接口的链路成本可表示为

$$C_i = \left[O_{cai} + O_{pi} + \frac{B_{ii}}{r_i} \right] \frac{1}{1 - e_{pi}} \quad (6-2)$$

式中， O_{cai} 、 O_{pi} 和 B_{ii} 为给定的常数。 r_i 和 e_{pi} 分别表示第 i 个接口的比特率和数据错误率。

② 全网决策机制。每个认知终端维护一个基于树结构到根的路由表，它能够允许认知终端将分组数据通过根转发到 CRN 中的其他节点。路由表中的每对源和目的都是唯一确定的，这是为了避免所有的业务流量从不同的源节点经过同一路由到达相同的目的节点。每个认知终端为每对源到目的链路计算本地的认知链路度量标准之和，然后根据链路成本最小原则选出端到端的最佳路径。

③ 本地决策机制。由全网决策机制可以选出多条端到端的最佳路径，这些路径拥有相同的度量标准值，此时就需要通过本地决策机制从中选择一条路径。本地决策机制主要通过认知终端的本地负载情况来决定。基于每个无线接口的排队长度来确定本地负载情况是一种有效的方法。当一个无线接口的排队长度大于其他接口时，这就意味着这个接口有着比其他

接口更严重的竞争情况。为了做出本地决策，每个认知终端需要生成一个邻节点列表，其中包括无线接口信息。

④ CTBR 路由过程。首先将 CRN 中的 CBS (Cognitive Base Station) 设置为网络的根。当根设置好后，所有的认知终端主动维护到根的路由信息。为了能够工作于多个无线系统，如 802.11g 和 802.11j，每个认知终端通过所有的可用无线接口发送 RANN (Root Announcement) 信息。类似于原始的 TBR，任何认知终端接收到 RANN 信息后，都将把发送该 RANN 信息的认知终端作为可能的父节点缓存下来。为了准确计算多个无线接口的总的本地链路度量标准，每个认知终端需要等待预先定义的一段时间，以保证接收到所有无线接口所能接收的 RANN 信息。等这段时间结束后，认知终端通过那些更新过度量标准的无线接口重新广播 RANN 信息。除此之外，认知终端根据最优度量标准从其所有可能的父节点中选择到达根节点的所需经过的父节点。每个认知终端都需要向根节点进行注册，当一认知终端接收到父节点的 RANN 信息后，它需要向根节点发送 RREP (Route Reply) 信息和它所存储的序列号。每个中间认知终端将其收到的 RREP 信息转发给它所选定的父节点，同时将 RREP 的源节点作为目的端地址来更新路由表。最后，根节点将知道所有的认知终端并建立到达 CRN 中任意认知终端的树图。

(2) CARD (Channel Assignment with Route Discovery)

在认知 Mesh 网络中，节点的可用频谱集一般包括若干个信道，甚至有部分节点的可用信道分属于多个无线系统。虽然多信道能确保认知 Mesh 网络更好地连接，但信道分配同时也成为了多无线电多信道 Mesh 网络的一个关键问题。当多个无线电工作于不同的信道时，两个节点间相互通信需要将各自的一个无线接口调到同一信道。如果给节点的不同无线接口分配相同的信道集，这样将为节点通信提供更好的连接性，但同时会带来严重的干扰。文献[4]提出了一种 CARD 的算法，它同时考虑节点间的连接性和信道干扰，利用空闲的频谱通信并由 Mesh 路由器在特定时间更新所使用的信道集。

CARD 算法适用于分等级、网络节点有 k 条相互独立的无线连接的认知 Mesh 网络。网络中每个 Mesh 路由器都要进行周期性的频谱检测。该算法中，每一个 Mesh 路由器向它的下一跳和下两跳路由器依次广播其信道选择信息。这是为了确保不要把相同的信道集分配给相邻 Mesh 路由器的 Mesh 客户，以避免产生相邻信道干扰。为了尽量减少跳内干扰和跳间干扰，需要满足下面两点：

- 对于相同跳内的 Mesh 客户的每个信道请求，分配不同的频带；
- 对于相同跳内的 Mesh 客户的再次信道请求，分配对应上次所分频带中相对间隔最大的信道。

具体的 CARD 路由过程如下：

① 一跳 Mesh 客户将所发现的父节点作为 Mesh 路由器，并用无线接口 1 与之建立连接，其信道分配按上述分配策略进行。父节点是基于所收到的跳数为 1 的广播数据包来确定的。如果两个一跳成员在彼此的通信范围内有相同的父节点，则请求一个公共信道作为无线接口 2，如图 6-1 所示。这个公共信道由路由器决定，其所在频带不同于无线接口 1。然后，在每个一跳客户下的两跳客户可以开始信道请求，分配无线接口 3，如图 6-2 所示。

② 所有的数据分组将通过所发现的父节点进行路由。

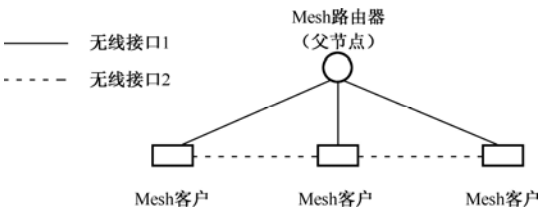


图6-1 父节点为Mesh客户进行初始信道分配

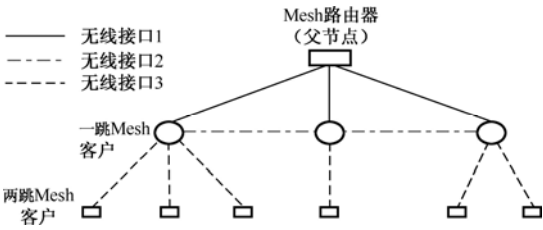


图6-2 $k=3$ 时的子信道分配

6.1.3 路由算法

路由协议的核心是路由算法，即需要何种算法来获得路由表中的各项目，而路由协议是实现路由算法的协议。

路由算法的设计目标影响路由协议的操作。路由算法通常具有下列目标的一个或者多个：

- 最佳：最佳是指以最低的代价来实现路由算法。所谓“代价”是指一个或几个综合决定的一种度量标准（Metric），如链路长度、数据率、传播时延等；所谓“最佳”只能是相对于某一种特定要求下得出的较为合理的选择而已。
- 简单、低耗：路由算法应设计得尽量简单，路由选择的计算不应增加太多的额外开销。
- 稳定：在网络拓扑相对稳定的情况下，路由算法应收敛于一个可能的解。
- 公平：路由算法对所有用户应该都是平等的。
- 灵活：路由算法还应该是灵活的，它们能够迅速、准确地适应各种网络环境。

路由算法使用了许多不同的度量标准以确定最佳路径。复杂的路由算法可以基于多个度量标准选择路由，并把它们结合成一个复合的度量标准。在 CRN 中，路由算法的度量标准可为：

- 从源节点到目的节点路径上的信道切换次数：信道切换将导致切换时延，且太多的信道切换将降低路由性能，所以在进行路径选择时，需要考虑路径上的信道切换次数。
- 一条链路上的信道切换频率：在 CRN 中，没有一条信道可以保证在整个通信持续时间内始终可用。当授权用户出现或拥塞时，该信道将变为不可用。当路径上某信道不可用时，这条链路将被认为中断，且该条链路上的所有数据分组都将丢失。因此，在计算源节点到目的节点的路径时，考虑信道多久将变为不可用非常重要。
- 路径长度：路径长度是最常用的路由度量标准。在 CRN 中，定义了跳数，即分组在源节点到目的节点的路途中必须经过的中间节点的个数。
- 可靠性：可靠性在路由算法中指网络链接的可依赖性（通常以误位率描述），有些网络链接可能比其他的失效更多，网络失效后，一些网络链接可能比其他的更易或更快修复。
- 时延：路由时延是指分组数据从源节点通过网络到达目的节点所花的时间。
- 带宽：带宽是指链接可用的流通容量。
- 负载：负载是指网络资源，可以从很多方面计算，包括 CPU 使用情况和每秒处理数据分组数。

- 通信代价：通信代价是另一种重要的度量标准，尤其是一些公司可能更关心运行费用甚于性能，即使线路可能时延较长，也宁愿通过自己的线路发送数据而不采用昂贵的公用线路。

其中前两点是 CRN 所特有的度量标准。下面将目前现有的路由算法按照其度量标准划分为以下三类，并分别对其进行描述。

1. 基于时延最小的路由算法

CRN 中，可用信道及其数量是随时间和空间动态变化的，这样在路径上不可避免地需要进行若干次信道切换。而传统的以跳数最少的最短路径在 CRN 中并不意味着路径上的信道切换次数也是最少的。有些研究人员提出了以端到端的累积时延作为路由算法的度量标准^[1, 2~5]。下面介绍现有的三种基于时延最小的路由算法，虽然它们都是考虑端到端的累积时延，但是它们分别针对不同的工作场景。

文献 [5] 主要针对全局网络拓扑，提出了一种分布式算法，将物理层位置信息与 MAC 控制机制以及路由选择结合起来。其中路由算法在路径选择时折中考虑了路径长度和信道切换次数。设节点 i 是从源节点到目的节点路径上的一个中间节点。如果节点 i 的出入链路分别使用不同的信道，此时节点 i 则需要进行信道切换。信道切换将带来额外开销、增加端到端时延。信道切换的时延主要取决于两信道频率在频谱上的相对位置。当两信道频率在频谱上距离比较近时，切换时延可以忽略不计；但当两信道频率在频谱上距离比较远时，切换时延不可忽视。

假定一条路径 P ，从源节点到目的节点需要经过 d 跳和 s 次信道切换， t_{hop} 和 t_{sw} 分别为一跳传输时延和一次信道切换时延，则路径 P 上的整个时延为

$$T_{\text{lat}} = dt_{\text{hop}} + st_{\text{sw}} \quad (6-3)$$

源节点根据最小 T_{lat} 选择最佳路径，并转发数据到所选路径的下一跳节点。

文献 [1] 主要针对多跳 CRN 中多数据流工作场景。假设交叉节点数据流具有相同优先级，数据流交叉节点在不同频段间来回切换为各数据流服务。如图 6-3 所示，交叉节点 I 依次轮询为数据流 A、数据流 B 和数据流 C 服务。文中指出在多跳 CRN 中，产生时延的主要原因是信道切换时延和同频退避时延，所以其路由算法以端到端路径的累积时延作为衡量多跳路径优劣的标准。

端到端累积时延包括交叉节点上的时延（记为 DN）和当前路径造成的时延（记为 DP）。前者取决于经过节点的数据流个数及频段切换要求；后者取决于路径跳数以及节点各自的工作频段。

节点时延为

$$DN = D_{\text{switching}} + D_{\text{backoff}} \quad (6-4)$$

式中，切换时延为

$$D_{\text{switching}} = 2k | \text{Band}_M - \text{Band}_1 | \quad (6-5)$$

式中， k 为比例系数。

频段 Band_i 上的退避时延为

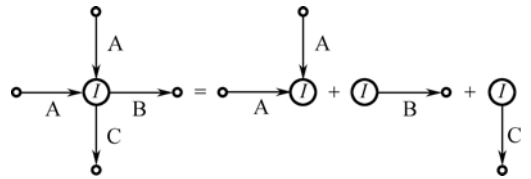


图6-3 交叉节点依次轮询

$$D_{\text{backoff}}(\text{Num}_i) = \frac{1}{(1-p_c) \left[1 - (1-p_c)^{\frac{1}{\text{Num}_i-1}} \right]} W_0 \quad (6-6)$$

式中, p_c 为节点冲突的概率, Num_i 表示每个可用频段 Band_i 上的冲突节点个数, W_0 表示退避窗口的最小值。

假设路径上有 h_X 个相邻的节点都选择了相同的频段 X , 且节点 i 距离目的节点还有 H 跳, 则节点 i 的路径时延为

$$DP_i = D_{\text{switching},i} + D_{\text{backoff},i} \quad (6-7)$$

式中, 切换时延为

$$D_{\text{switching},i} = \sum_{j=i}^H k | \text{Band}_j - \text{Band}_{j+1} | \quad (6-8)$$

退避时延为

$$D_{\text{backoff},i} = \frac{S_{\text{data}}}{B} \left[\frac{(h_X + 1)/2 - U(h_X)}{U(h_X)} \right] \quad (6-9)$$

式中, S_{data} 为数据包的大小, B 为当前频段的带宽。

交叉节点时延因节点而异, 可以依次添加到累积时延里, 再结合路径时延共同得到累积时延, 即

$$D_{\text{route},i} = DP_i + \sum_i^H DN_i \quad (6-10)$$

节点 i 就以最小累计时延 $D_{\text{route},i}$ 为目标给当前路径分配频段。

文献[2]主要针对引入调度机制的多跳 CRN 中多数据流工作场景, 提出了一种节点分析模型 (Node Analytical Model, NAM), 如图 6-4 所示。节点分析模型主要包括 4 部分: 基于频率分类块、数据包分类块、数据包调度块和基于频率调度块。当多个信息流到达节点分析模型时, 首先将各个信息流按照不同频带进行分类, 并给各个信息流赋一个流标识 (Flow-ID), 然后按照流标识依次发送可用频带上的各个信息流, 当可用频带上信息流发送完毕时, 则切换到下一频带。

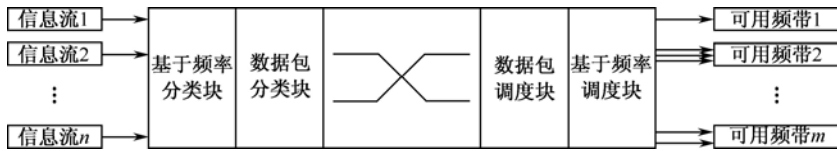


图6-4 节点分析模型

其路由算法也是以端到端路径的累积时延作为衡量多跳路径优劣的标准。端到端累积时延包括交叉节点上的时延 (记为 DN) 和当前路径造成的时延 (记为 DP)。不过与文献[3]相比, 它的节点时延发生了变化, 它不仅取决于经过节点的数据流个数及频段切换要求, 还取决于数据流的排队时延, 则节点时延为

$$DN = D_{\text{switching}} + D_{\text{backoff}} + D_{\text{queueing}} \quad (6-11)$$

排队时延为

$$D_{\text{queueing}}(\text{Band}_i) = \sum_{n=1, n \neq n_0}^{\text{Num}_i-1} \frac{P_n}{B_i} \quad (6-12)$$

式中, P_n 为 flow_n 的数据包大小, B_i 为 Band_i 的带宽。

端到端累积时延为

$$D_{\text{route},m} = \text{DP}_m + \sum_m^H \text{DN}_m \tag{6-13}$$

最后节点 m 就以最小累计时延 $D_{\text{route},m}$ 为目标给当前路径分配频段。

2. 基于冲突避免的路由算法

在 CRN 中, 每个源节点对路由和信道选择进行决策, 这个决策不但包括选择分组的路由, 还要选择路由上每条链路所使用的信道以及一个信道使用的时间表。而信道所使用的时间调度目标是使信道的使用不产生冲突, 以便提供明确的、有保证的吞吐量和对分组延迟的控制。基于这点, 文献[6]提出了一种基于冲突避免的路由算法。

在基于冲突避免的路由算法中, 源节点需要找到所有可行的信道分配组合, 并估计每个组合端到端的吞吐量性能, 从中选出一个吞吐量最大的路由, 并为这个路由做冲突避免的信道使用调度。信道使用调度的基本步骤如下:

① 源节点通过标准路由发现过程找到所有可能的备选路由, 并收集链路的连通性和链路质量的信息, 然后源节点将这些信息对路由上的所有节点进行广播。为了预测链路质量, 邻近的用户需交互他们的信道分配和时间表。对于每个备选路由, 寻找所有可能的信道分配方案。

② 使用冲突图对网络进行建模。每个单跳链路对应图中的一个顶点。如果两个顶点对应的链路在同一时刻相互冲突, 则将它们之间连一条边。假设每个用户都有一个半双工收发机, 在同一时刻只能在同一个频谱上发射和接收数据, 因此共享一个节点的两条链路会相互冲突, 则它们之间连一条边。此外, 如果两个空间相邻的链路分配了相同的频谱, 它们之间也会相互干扰, 在这两条链路对应的顶点之间也连一条边。

③ 找到冲突图中的独立集和独立集的个数 N 。包含在独立集中的每段链路同时发数据是互不干扰的。

④ 确定所有独立集后, 找出使 N 最小的路由/信道选择方案, 并通过将时间划分为固定长度的帧来调度传输。在帧传输期间, 所有的独立集里的链路只要相互不干扰, 就可以同时传输数据。因此, 用来将分组从源节点传输到目的节点所需要的时间帧的数目同独立集的数量相同。

从上述冲突避免的信道使用调度方案中可以看出, 系统的吞吐量和 N 成反比。这是因为 N 越小, 包含在一个独立集里的链路数越多, 即在同一时刻可以同时发送数据的链路数越多, 单位时间内发送的数据也就越多, 端到端的吞吐量也就越大。所有路由/频谱分配方案中使 N 最小的路由/频谱分配方案就是最优的路由/频谱分配方案, 它能保证端到端的吞吐量最大。

3. 基于多个度量标准的路由算法

在路由算法中, 单一的度量标准很难反映出链路质量给各个性能指标带来的影响, 而使用多个度量标准又会增加路由算法复杂度, 所以在进行路由算法考虑时需要折中考虑这两种情况。下面将介绍现有的三种基于多个度量标准的路由算法。

文献[7]中各节点根据是否使干扰温度超过干扰温度限来判定各自的可用频谱集, 然后根

据每跳的链路成本和端到端路由度量标准来确定最佳路径和路径每跳所用信道。每跳链路在进行信道选择时，有两个准则：①所选信道的传输时延尽可能小；②切换成本尽可能小。除了期望传输时间 ETT_c 和信道切换成本 SC_c 之外，还需要考虑信道稳定因子 SF_c 和自适应发射功率时的发射功率 $Pt_m [c]$ 。

当固定发射功率时，每跳的链路成本：

$$LC_c = w_1 ETT_c + w_2 SC_c + w_3 (1/SF_c) \quad (6-14)$$

式中， w_1, w_2, w_3 为链路成本因子，且满足 $w_1 + w_2 + w_3 = 1$

当自适应发射功率时，每跳的链路成本为

$$LC_c = w_1 ETT_c + w_2 SC_c + w_3 (1/SF_c) + w_4 Pt_m [c] \quad (6-15)$$

式中， $w_1 + w_2 + w_3 + w_4 = 1$ 。

端到端路由度量标准

$$RM(r) = (1 - \delta) \sum_{i=1}^p LC_{ci} + \delta \left(\max_{1 \leq j \leq C} X_j \right) \quad (6-16)$$

式中， C 为频谱池中的信道总数， X_j 为路径 r 上使用信道 j 的总次数。路径经过 p 跳，以 $RM(r)$ 最小原则来确定最佳路径。

文献[8]主要针对单向信道、节点不移动的分布式 CRN。网络中各节点不能将授权用户信号与干扰和噪声有效区分。其路由算法在路径选择时折中考虑了路径稳定性和干扰容忍能力。

设路径 P 上 l 段链路相互独立，路径稳定性为

$$S^p \propto R(t_0; k_1, k_2, \dots, k_l), t_0 > 0 \quad (6-17)$$

式中， $R(t_0; k_1, k_2, \dots, k_l)$ 为路径 P 的联合概率函数。

干扰容忍能力为

$$UI^p \propto MIM^p = \begin{cases} -\infty, & RI_{\min}^p < 0 \\ RI_{\min}^p, & RI_{\min}^p \geq 0 \end{cases} \quad (6-18)$$

式中， RI_{\min}^p 为路径上最小干扰余量。

端到端的路由度量标准为：

$$RM^p = \delta S^p + (1 - \delta) UI^p, \quad 0 \leq \delta \leq 1 \quad (6-19)$$

式中， δ 为权重因子。路径 P 经过 l 跳，以 RM^p 最大原则来确定最佳路径。

文献[9]主要针对基于 UWB 的 Ad Hoc 网络。其多跳路由算法主要考虑了以下几个度量标准：

① 同步：网络中非协调的 MAC 协议需要保持同步，这就引入了新的开销。尤其是控制路由的数据，如路由请求和路由重建数据，由于终端之间必须保持同步，这将引入更大的开销。换句话说，由于发送端和接收端需要保持两个连续数据间的同步，所以数据分组的传输需要占用更小的开销。

② 功率：为了优化网络性能，在满足 UWB 设备的使用限度的同时，需要对可用功率进行灵活有效的管理。功率问题是进行路由选择时的一个重要方面。

③ 多用户干扰：如果选择节点密度大的区域的路由，为了限制分组错误率，则需要加大功率，将导致多用户间的干扰和功率的浪费。

④ 链路可靠性：节点的移动性和网络拓扑的动态变化将导致路由的频繁重建，带来大的开销，所以在进行路由选择时需要考虑链路可靠性。

⑤ 业务负载。

⑥ 端到端时延。

⑦ 电池的自治：节点的功率不仅用于发送数据，还用于路由选择，所以为了增加电池的使用时间，路由选择的复杂度应尽量小。

⑧ 共存：路由选择应能够适应外部干扰，尤其是来自于其他窄带系统。

若将这八个度量标准分别表示为 $\text{Syn}(x, y)$ 、 $\text{Power}(x, y)$ 、 $\text{MUI}(x, y)$ 、 $\text{Reliability}(x, y)$ 、 $\text{Traffic}(y)$ 、 $\text{Delay}(x, y)$ 、 $\text{Auto}(y)$ 、 $\text{Coexist}(y)$ ，其中 x 和 y 分别代表发送端和接收端，则端到端的成本函数为

$$\begin{aligned} \text{UWB}_{\text{cost}}(x, y) = & c_{\text{Syn}} \text{Syn}(x, y) + c_{\text{Power}} \text{Power}(x, y) + \\ & c_{\text{MUI}} \text{MUI}(x, y) + c_{\text{Reliability}} \text{Reliability}(x, y) + \\ & c_{\text{Traffic}} \text{Traffic}(y) + c_{\text{Delay}} \text{Delay}(x, y) + \\ & c_{\text{Auto}} \text{Auto}(y) + c_{\text{Coexist}} \text{Coexist}(y) \end{aligned} \quad (6-20)$$

式中， c 为上述所列度量标准的系数，它与时间 t 有关，由于网络的拓扑是动态变化的。最后以最小成本函数 $\text{UWB}_{\text{cost}}(x, y)$ 原则来选择最佳路径。

上面三种算法中都考虑了路径的稳定性或链路可靠性，这是主要针对节点可用频谱的时变特性。根据度量标准的计算公式，最后一种路由算法的复杂度明显要高于前面两种，但相对地它能够更准确地反映出链路质量。

6.2 传输层协议

传输层主要的功能是屏蔽子网特征，向高层用户提供端到端间的可靠通信^[10]。目前，CRN 的传输层，还是个未进行深度研究的领域。本节首先讨论传统无线网络中传输层协议面临的问题，以及目前的解决方法，这对于 CRN 中的传输层协议的研究可提供一定的参考；接着讨论了 CRN 中传输层协议面临的问题以及可行的解决方案。

6.2.1 传输层协议概述

传输层是网络体系结构中至关重要的一个层次。传输层服务的目标是在底层通信子网上向高层用户提供更好的、一致性的服务质量。传输层的功能主要有：把传输地址映射为网络地址；把端到端的传输连接复用到网络连接上；传输连接管理；差错控制、流量控制、拥塞控制等。传输层协议分为面向连接和无连接协议。目前应用较广泛的是传输控制协议（Transmission Control Protocol, TCP）和用户数据报协议^[11]（User Datagram Protocol, UDP）。

TCP 是一个面向连接的协议，它在不可靠的网络层上提供可靠的、端到端的字节流通信。在发送端，TCP 发送进程将输入的字节流组成 TCP 数据段并传送给 IP 层；在接收端，TCP 接收进程把收到的数据段再组装成输出字节流。TCP 还负责流量控制、差错控制和拥塞控制。

UDP 是一个不可靠、无连接协议。UDP 使用底层的 IP 协议来传送数据报文，它不提供类似 TCP 的排序和流量控制功能，不使用确认信息对报文的到达进行确认，不对收到的报文排序，也不提供反馈信息来进行节点之间报文流量控制。由于 UDP 未在 IP 协议基础上增加更多的处理功能，因此，UDP 协议处理简单而高效。

6.2.2 传统无线网络的传输层协议

目前无线网络传输层大多采用的仍然是适合于有线网络环境的 TCP 协议。因此为了使 TCP 适用于无线网络环境，需要对 TCP 进行大量的改进。下面详细讨论 TCP 在无线网络环境中存在的问题和可行的解决方案。

对于有线网络，TCP 是一种非常有效的端到端传输协议，当它应用于复杂多变的无线网络中时，其性能会大大降低。主要原因是 TCP 的拥塞控制机制并不适用于无线网络。在传统有线网络中，TCP 认为分组丢失主要是由网络拥塞引起的，而在无线网络中引起分组丢失的原因则是多种多样的，包括切换、信道衰减、高误码率、短暂的突发性错误等，因此，TCP 需要根据网络状态准确判断网络是否发生拥塞，并采取相应的措施。此外，无线信号的强弱对 TCP 的吞吐量也有影响。

如何提高 TCP 在无线网络中的性能是一个很重要的研究课题。目前，已经提出了很多解决方案，大致可以分为三类^[12]。

1. 端到端方案

端到端方案直接修改通信两端的 TCP 协议，修改后的 TCP 协议可以改善无线 TCP 环境，例如，TCP-Reno、TCP-SMART 等。TCP-Reno 利用一定数目的累计 ACK 和超时计时器来判定分组是否丢失，但它只能判定一个发送窗口中的数据分组发生了丢失，而不能判定有几个分组发生了丢失，所以当发送窗口中有多个分组丢失时，TCP-Reno 无法给发送端提供足够的信息来进行快速恢复。为了解决这个问题，可使用增强型的 TCP 算法，如 SMART 算法。在 SMART 算法中，每一个 ACK 中包含累积 ACK 和已经成功接收的 TCP 分组的序号，当发现序号不连续时，立刻重发。此方案的优点在于符合 TCP 语义，通信时两端是一个完整的 TCP 连接，发送方收到的确认意味着接收方收到了该数据；缺点在于需要修改双方的 TCP，工作量大。

2. TCP分段连接方案

TCP 分段连接方案采用的是分裂连接协议，如间接 TCP^[13]（Indirect-TCP）。在无线链路上，重传是差错恢复的有效方法，但因为端到端重传太慢，会引入长的时延，故可将 TCP 端到端连接分裂，将其分为两部分，从无线主机到基站为无线连接段，使用改进的 TCP；从基站到有线主机为有线连接段，使用传统的 TCP。无线链路上的数据丢失对发送端是屏蔽的。中间节点是基于数据的转发。此方案的优点是两个连接段均为同质的，对有线和无线部分上的超时可以分别采用不同的机制来处理；缺点是破坏了端到端的 TCP 语义，并且无线主机和中间节点需要修改 TCP。

3. 链路层方案

链路层方案的目标是通过在无线链路上进行重传或错误纠正来屏蔽不可靠的无线链路对有线网络的影响。其优点在于可以独立于高层协议而提高数据传输的可靠性，并且无需保留每个链路状态信息。这类方案的缺陷在于可能会和 TCP 重传机制互相影响。

6.2.3 认知无线网络的传输层协议

鉴于 TCP 协议应用的广泛性,CRN 的传输层协议也可才采用 TCP 协议或其增强型协议。上述改进的 TCP 协议对于 CRN 仍然适用,但 CRN 中频谱的动态变化、频谱切换以及频繁的路由重建等特点为 CRN 中的 TCP 协议研究提出了新的挑战。下面着重讨论 CRN 自身的特点对 TCP 协议的影响,并给出一些可行的解决方案

(1) 频谱的动态变化对 TCP 性能的影响及可行的解决方案。

为了提高传输的可靠性, TCP 协议需要进行有效的差错控制,一般采用 ARQ 机制。发送端每发送出一个报文段,就启动一个重传定时器并等待确认 (ACK) 消息;接收端成功接收数据后返回 ACK 消息。若发送端在重传定时器超时还未能收到 ACK 消息, TCP 就认为报文段中的数据已丢失或损坏,需要对报文段中的数据重新组织和重传。

影响超时重传机制效率的一个关键参数是重传超时时间 (Retransmission Time Out, RTO)。对一个连接而言,若能够了解端点间的链路往返时间 (Round Trip Time, RTT),则可以根据 RTT 来设置一个合适的 RTO。TCP 进行端到端传送时,其下层可能是各种传输网络,往返时延变化较大,一般采用自适应算法计算重传计时器的值,称为加权平均往返时延满足

$$SRTT = \alpha \times RTT + (1 - \alpha) \times SRRT \quad (6-21)$$

式中, α 为加权系数,表示 SRTT 的更新速率。

在 CRN 中,由于授权用户的出现, CR 用户使用的频谱是动态变化的。CR 用户会工作在频率、带宽、干扰都不同的信道上。当 CR 用户切换到新的频段上时,它的 RTT 会发生变化,根据原来的 RTT 计算 RTO,会使 RTO 的值被设置的过大或过小,这会对传输层协议造成不利的影响。如果 RTO 设置过大将会使发送端经过较长时间的等待才能发现报文段丢失,降低了连接上数据传输的吞吐率;另一方面,若 RTO 过小,发送端尽管可以很快地检测出报文段的丢失,但也可能将一些延迟大的报文段误认为是丢失,造成不必要的重传,浪费网络的资源。

如果传输层能预先知道 MAC 层的频谱管理情况,那么超时重传机制的设计会相对简单得多。TCP 可以根据 CR 用户工作频谱的变化情况自适应地调整 RTT,使协议性能得到优化。因此,为获取 MAC 层的频谱管理信息,在传输层协议设计时可以在原有的网络协议体系结构上增加一个并行的状态管理器^[14] (State Manager),它主要是用于在网络协议栈的各个层之间交换信息。通过状态管理器,传输层可以利用 MAC 的频谱管理信息,对协议进行调整,从而提高 TCP 差错控制机制的效率。

(2) 频谱切换对 TCP 性能的影响及可行的解决方案

在 CRN 中, CR 用户在发生频谱切换时,会带来频谱切换延时^[15]。频谱切换延时会加大 RTT,这将导致更多的分组需要超时重传。传统的传输层协议能发现重传超时,并认为分组丢失率增加,网络出现拥塞。于是启动拥塞避免机制,降低发送端的发送速率,导致网络吞吐量下降。

为了准确判断网络是否出现拥塞,提高网络吞吐量,传输层应该知道链路层何时发生频谱切换,并根据预知的频谱切换时延对传输层协议进行调整。因此, CRN 的传输层需要和链路层进行联合跨层设计。TCP 协议在频谱切换时的改进可以采用自适应的机制:在 RTT 的计算时,将频谱切换延时考虑进去,根据频谱的变化情况自适应的调整 RTT。TCP 协议的改进

也可以采用移动互联网的超时冻结机制^[16]，具体过程如下：当 TCP 被通知频谱切换时，TCP 接收端将接收窗口大小减为零，发送端冻结所有的重传定时器，进入保持模式。当频谱切换完成、新的链接建立时，链路层再次通知 TCP，TCP 重新发送数据。另外，在频谱切换完成后，需要重新设置 TCP 协议的参数。例如，新的信道可能带宽很高，如果采用旧的拥塞窗口，TCP 的慢启动机制可能会浪费新的信道的带宽。因此，需要设计能够动态适应这些变化的传输层协议。

(3) 路由重建对 TCP 性能的影响及可行的解决方案

在 CRN 中，由于当授权用户出现时，认知用户要出让相应的频谱，因此每个节点的可用频谱是动态变化的。路由选择对频谱变化很敏感，任何频谱的改变都会引发一个新的路由过程。新路由的重建所花费的时间通常比 TCP 的一个计时器超时时间要长，TCP 将不可避免地进入拥塞控制阶段，从而降低 TCP 发送端的传输速率，导致 TCP 的吞吐量下降。

针对路由重建导致 TCP 性能下降的问题，可以采用 TCP-F (TCP-Feedback) 协议，对传输层进行优化。TCP-F 是通过网络层代理为上层提供路由失效和重建的信息来使得 TCP 进入和离开冻结状态 (TCP-F 中称为 Snooze State)^[17]。在 TCP-F 中，当路由代理发现了 TCP 传输的路由中断时，将会显式地发送一个路由失效通知 (Route Failure Notification, RFN) 给 TCP 传输的发送端；当 TCP 发送端接收到 RFN 时，将会进入 Snooze State 并停止发送数据，冻结 TCP 的各种变量，如计时器和拥塞窗口大小等，直到发送端接收到了路由代理传递的路由重建通知 (Route Re-establishment Notification, RRN)；TCP 发送端在接收到 RRN 后将会离开 Snooze State，并根据之前的 TCP 变量来发送数据；为了避免 TCP 始终阻塞在 Snooze State 中，发送端在接收到 RRN 时还将维持一个路由失效计时器，当计时器超时后，TCP 发送端将会进入拥塞控制状态。

从上面的讨论可以看出，在 CRN 中，设计传输层协议根本的原则是基于网络层或底层的反馈信息来获得网络的状态，根据网络的状态调整 TCP 协议，使 TCP 协议能动态地自适应网络的变化。例如，在网络拥塞情况下采用传统的 TCP 拥塞机制；在链路差错情况下，应该迅速重传丢失的数据包而不是启动拥塞机制；在频谱发生切换时，应该使 TCP 进入保持模式；在路由重建时，发送端应该停止传输数据，直到新的路由建立。目前，CRN 的传输层仍然是一个开放的研究领域，还有待深入研究。

参 考 文 献

- [1] Geng C, Wei L, Yunzhao L, et al. Spectrum Aware On-Demand Routing in Cognitive Radio Networks[C]. 2007.
- [2] Geng C, Wei L, Yunzhao L, et al. Joint On-Demand Routing and Spectrum Assignment in Cognitive Radio Networks[C]. 2007.
- [3] Bing Z, Takizawa Y, Hasagawa A, et al. Tree-Based Routing Protocol for Cognitive Wireless Access Networks[C]. 2007.
- [4] Ghosh C, Agrawal D P. Channel Assignment with Route Discovery (CARD) using Cognitive Radio in Multi-channel Multi-radio Wireless Mesh Networks[C]. 2006.
- [5] Krishnamurthy S, Thoppian M, Venkatesan S, et al. Control channel based MAC-layer configuration, routing and situation awareness for cognitive radio networks[C]. 2005.
- [6] Qiwei W, Haitao Z. Route and spectrum selection in dynamic spectrum networks[C]. 2006.

- [7] Sharma M, Sahoo A, Nayak K D. Channel Selection Under Interference Temperature Model in Multi-Hop Cognitive Mesh Networks[C]. 2007.
- [8] Shoufeng D, Jie C, Hao H, et al. Collaborative Strategy for Route and Spectrum Selection in Cognitive Radio Networks[C]. 2007.
- [9] di Maria-gabriella B, de Luca N. Cognitive routing in UWB networks[C]. 2006.
- [10] 龚向阳, 金跃辉, 王东东. 宽带通信网原理. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006.
- [11] 谢希仁. 计算机网络 (第四版). 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [12] 丁志云. 无线局域网 TCP 技术. 计算机知识与技术, 2007, 1 (16): 23~26.
- [13] Kopparty S, Krishnamurthy S, Faloutsos M, Tripathi S. Split TCP for mobile ad hoc networks, in Proc. of IEEE GLOBECOM, Taipei, Taiwan, Nov. 2002.
- [14] Madhav Chinta, Abdelsalam (Sumi) Helal, Choonhwa Lee. ILC-TCP: An Interlayer Collaboration Protocol for TCP Performance Improvement in Mobile and Wireless Environments [J]. Wireless Communications and Networking, IEEE, 2003, 2 (3): 1004~1010.
- [15] Akyildiz I F, Lee W Y, Vuran M C, et al. Next Generation Dynamic Spectrum Access Cognitive Radio Wireless Networks: Survey[J]. Computer Networks Journal, 2006, 1 (50): 2127~2159.
- [16] 周贤伟. 认知无线电. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [17] Chandran K, Raghunathan S, Venkatesan S, Prakash R. A feedback based scheme for improving TCP performance in Ad-Hoc wireless networks, in Proc. of the International Conference on Distributed Computing Systems (ICDCS), Amsterdam, Netherlands, May 1998.

第7章 跨层设计及优化

在传统网络的分层设计中,协议栈各层独立设计和运行,简化了网络协议开发和实现的难度。然而,在无线网络中,无线通信环境的不确定因素导致无线信道容量和误比特率等具有时变特性。传统的分层设计针对的是有线网络,没有考虑无线环境的时变特性,使严格的分层设计并不完全适合无线网络。此外,基于传统严格分层设计的协议栈只能在相邻的层之间以固定的方式进行通信,这使得协议栈不能对无线资源进行整体管理,也使得网络性能得不到整体优化。因此,跨层设计的思想应运而生^[1]。

作为一种智能的无线网络,认知无线网络(CRN)能够感知周围环境,运用“理解-构建”的方法从周围环境中获取信息,并通过实时改变诸如传输功率、载频、调制方式等传输参数,达到适应无线环境变化的目标^[2]。基于此,在CRN中进行跨层设计就变得尤为重要。通过采用跨层设计,可实现层与层之间信息的传递和共享,充分利用各个层的信息来协调各层之间的工作,以适应无线信道的时变特性,实现对资源的优化配置。本章主要讨论CRN的跨层设计问题,分析了CRN的跨层设计方案以及跨层优化算法,并对其面临的挑战进行了总结。

7.1 传统分层设计到跨层设计的演进

ISO(International Organization for Standardization)的OSI/RM(Open System Interconnection Reference Model)协议体系把开放系统分为七层。各层由上而下分别为:应用层、表示层、会话层、传输层、网络层、数据链路层、物理层^[3]。各层的主要功能如下:

① 应用层:根据不同用户的各种应用需求,向用户(用户程序或进程)提供所需的网络应用服务。

② 表示层:对上层数据或信息进行变换以保证一个主机应用层信息可以被另一个主机的应用程序理解。表示层的数据转换包括数据的加密、压缩、格式转换等。

③ 会话层:为会话层实体进行会话提供会话连接的管理服务,包括建立、管理、终止进程间的会话。

④ 传输层:建立端到端的通信连接。在因特网中主要有两个传输层协议,即TCP协议和UDP协议。TCP协议是面向连接的,提供流量控制和拥塞控制等功能;UDP协议是无连接的,为应用程序提供无连接服务。

⑤ 网络层:负责为分组交换网上的不同主机提供通信。网络层的主要功能是提供路由,即选择到达目标主机的最佳路径,并沿该路径传送数据包。

⑥ 数据链路层:为网络层提供严格定义的服务接口;在两个网络实体之间提供数据链路连接的建立、维持和释放;将需要传输的比特组装成数据链路层中的数据单元——帧;控制帧在物理链路上的传输,主要处理帧的同步、传输差错和调节帧的流速,使发送速率与接收方的接收能力相匹配,以实现网络层的数据在数据链路层上透明可靠的传输。

⑦ 物理层：为数据传输提供可靠的环境；在物理传输媒体上，实现数据链路实体之间透明传输各种数据的比特流。

上述传统的严格分层设计已广泛应用在通信系统中。由于协议栈各层独立设计和运行，层间由静态的接口来完成通信，大大简化了网络的设计，使得网络具有良好的可扩展性，但也使得网络结构缺乏灵活性。此外，在无线网络中，由于色散、阴影衰落、多径衰落等信道动态特性直接导致无线网络的传输差错率远远高出有线网络。而传统的严格分层设计主要基于有线网络，并没有考虑无线链路的时变特性，使得严格的分层设计并不完全适合于无线网络。因此，近些年越来越多的研究人员开始关注无线网络的跨层设计技术。

无线网络的跨层设计打破传统 OSI 参考模型中严格分层的束缚，通过在协议栈层与层之间传递特定的信息来协调协议栈各层之间的工作，使之与无线通信环境相适应，从而使系统能够满足各种业务的不同需求。其核心就是使协议栈能够根据无线环境的变化实现对资源的自适应优化配置。跨层设计不是放弃分层^[4]，而是将无线网络看成一个整体来进行设计，利用层与层之间的相互依赖和影响，对网络性能进行整体优化^[5]。合理的跨层设计可以充分利用各个层面的信息，提高通信网络的可用性，改善 QoS (Quality of Service) 的支持能力，进而提升整体网络的性能，使系统工作在最优状态。

7.2 认知无线电网的跨层设计

在 CRN 中，其认知能力表现在能实时与它所处的环境进行交互，从而决定合适的通信参数来自适应动态的无线环境。实现对无线环境的自适应需要同时考虑用户 QoS 需求、频谱可用性、传播特性等特性参数，而这些参数涉及到协议栈的各个层，因此在 CRN 中尤其有必要进行跨层设计^[6]。频谱检测、频谱管理、频谱分配、频谱切换是 CRN 的主要功能，下面分别讲述各功能的跨层设计方法与思路。

7.2.1 频谱检测的跨层设计

频谱检测的主要目的之一是发现频谱空穴以供 CR 用户机会式的利用频谱。通常，由于噪声、干扰的存在，CR 用户在不同的频段上的传输特性是有差异的。直接使用通过频谱检测得到的可用频谱并不能使系统的吞吐量达到最优。针对这个问题，可以采用物理层的频谱检测和 MAC 层的频谱分配联合设计，通过频谱使用的先验信息，快速有效的发现传输特性好的频段，优先检测并使用这些频段，提高系统的吞吐量。基于以上思想，文献[7]提出采用基于部分观察马尔可夫决策过程 (Partially Observable Markov Decision Process, POMDP) 模型的频谱检测和频谱分配跨层设计方法，将频谱检测和频谱分配的全过程用一个基于 POMDP 模型的时隙图来表示，如图 7-1 所示。

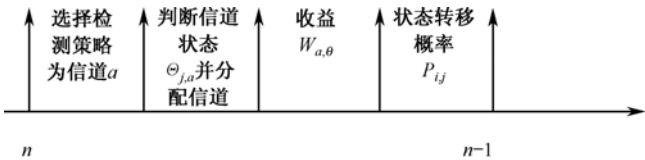


图7-1 基于POMDP模型的时隙图

在每个时隙（时隙信息可以由授权用户广播）的起始时刻，CR 用户根据上一时隙计算出的检测和分配联合决策的吞吐量收益 $W_{a,\theta}$ 来选择给系统吞吐量带来收益最大的信道进行检测，通过信道检测结果判断信道 a 的状态 $\theta_{j,a} = \theta \in \{0,1\}$ ($\theta=1/0$ 表示信道 a 可用/不可用) 来决定是否分配信道。在时隙结束时，CR 用户根据信道分配情况结合 Markov 模型的状态转换概率 $P_{i,j}$ 来预测下一时隙的信道占用信息，并据此更新吞吐量收益。

以上分析可见，采用频谱检测和频谱分配的联合跨层设计方法，可充分利用频谱检测的历史和频谱占用的统计信息，优先检测给系统吞吐量带来收益大的信道，从而优化了系统的总吞吐量。

7.2.2 频谱管理的跨层设计

CR 需要在所有可用的频谱中选出“质量”最好的以满足 QoS 要求，因此它需要具备频谱管理的功能。频谱管理功能一般在链路层来实现，包括频谱分析和频谱决策。

为了更准确地分析出可用频谱的质量，频谱分析需要联合各层进行跨层设计，提取各层的相关信息，建立一个成熟的频谱分析模型。目前，在频谱分析方面的研究工作主要集中在对信道容量的分析和估算上。信道容量是频谱特性中最重要的一個特征，通常情况下可以用接收端的信噪比来计算信道容量。此外，信道容量也与物理层的带宽、发射功率^[8]、干扰水平、路径损失、误比特率、调制编码方式，以及链路层的时延等参数密切相关。因此，可以采用频谱分析和物理层、链路层联合跨层设计，根据物理层、链路层提供的上述和信道容量相关的参数，准确的分析和估算信道容量。除了信道容量，可用频谱的空闲时长、频谱占用/空闲的概率等频谱特征也能反映频谱的质量。因此，也可以采用频谱分析和物理层频谱检测的联合跨层设计，根据频谱检测测量的各个频谱在一定时间段的使用情况来估计可用频谱的空闲时长以及频谱占用、空闲的概率等频谱特征^[9]。除了物理层和链路层的参数以外，网络层和传输层的一些参数也能表征频谱的质量。例如，网路层的丢包率是估计无线链路质量的基本参数之一；传输层的链路往返时间（Round Trip Time, RTT）可用来估计链路的拥塞等级和数据包的传输时延，在一定程度上反应了频谱的质量。因此，频谱分析也可和网络层、传输层进行跨层设计，根据网络层、传输层提供的丢包率、链路往返时间等参数分析频谱质量。

在分析得到可用频谱特征的基础上，频谱决策需要针对应用层 QoS 要求，参考可用频谱的特征参数，为当前的传输选择合适的频谱。信噪比、误比特率、时延、丢包率等频谱特征参数涉及协议栈中的各个层，这些特征参数之间也存在密切的联系。因此，频谱决策可和其他各层进行跨层设计，以获取各层的相关参数作为频谱决策的依据，从而更好地为用户的传输选择合适的频谱。除了频谱特征参数以外，频谱切换次数、网络层的路由等信息也可以作为频谱决策的依据。现有研究表明：频谱决策和网络层路由的跨层设计可提高频谱利用率和多跳传输的端到端性能^[10]；频谱决策和频谱切换联合设计，可选择频谱切换次数少的频谱，以减少频繁的频谱切换给系统带来的延时^[11]。

以上分析可知，CRN 在进行频谱管理时，无论是频谱分析或是频谱决策，都需要和其他各层进行跨层设计。通过跨层设计，可充分利用各层信息，实现对频谱特征的准确分析、对运行频段的合理选择。

7.2.3 频谱分配的跨层设计

在 CRN 中，频谱分配和网络协议栈各层性能有着密切的关系：频谱分配的动态性带来信号带宽、损耗、误码率等物理层信道参数的快速变化；授权用户出现导致的频谱分配变化会引发网络层新的路由选择过程；此外，频谱分配的动态性也会导致链路往返时间（Round Trip Time, RTT）和丢包率的变化，影响传输层 TCP 协议的性能^[12]。

频谱分配和网络协议栈各层密切的关系使得频谱分配应与协议栈各层合作进行：一方面，在频谱分配时不仅考虑可用的频谱，还要考虑物理层、MAC 层、网络层、传输层和应用层的性能和需求；另一方面，上层协议（如路由协议、TCP 协议）应进行相应的调整以适应频谱分配的改变。

1. 频谱分配和频谱检测的联合设计

吞吐量和公平性是频谱分配的两个重要目标。频谱分配在实现系统高吞吐量的同时也要兼顾分配的公平性，这是因为对于单个 CR 用户，公平性直接关系到信道不充足的情况下能否分配到信道。针对频谱分配的公平性，Zheng 等人提出基于图论模型的以网络为中心的协作和公平性随机频谱接入方案^[13]；Cao 等人提出采用公平的业务保证机制的本地协商（Local Bargaining）算法^[14]。这些方案虽然在实现频谱分配的公平性上取得了一些进步，但往往以降低系统吞吐量为代价获得分配的公平性，且没有考虑频谱检测对分配公平性的影响。在 CRN 中，由于频谱检测和数据传输不能同时进行，为频谱检测消耗功率和时间多的 CR 用户，其吞吐量必然会受到影响。如果在频谱分配中不考虑频谱检测的影响，为频谱检测作贡献大的 CR 用户将影响自身的吞吐量。这破坏了频谱分配公平性的原则，也降低了 CR 用户参与检测的积极性。

针对这个问题，文献[15]提出了基于检测贡献加权的比例公平性频谱分配算法。该算法的核心思想是将物理层的频谱检测和 MAC 层的频谱分配联合设计，为在频谱检测中作贡献大的 CR 用户分配更多的频谱，在最大化系统吞吐量的同时体现分配的公平性。考虑检测过程中每个 CR 用户对于基站最后融合后的检测信息的贡献量是不同的，该算法引入频谱检测贡献函数 ω_i ， ω_i 反映了 CR 用户对频谱检测的贡献量，是每个 CR 用户在频谱检测中耗费的能量、检测时间以及它与授权用户间的定位等有关信息的加权函数。算法的优化目标就是结合用户在频谱检测中的贡献量，确定每个用户的频谱分配，使系统吞吐量最大化。即

$$\max \prod_{i=1}^K (T_i - T_{\min}^i)^{\omega_i} \quad (7-1)$$

式中 $T_i \geq T_{\min}^i$ ； $\sum_{i=1}^K a_{ij} = 1, \forall j$ 。

在式（7-1）中， T_i 为第 i 个用户的吞吐量，即 $T_i = \sum_{j=1}^N t_{i,j}$ ，其中， N 代表 K 个 CR 用户共享子载波的数目。 $t_{i,j}$ 代表在给定误码率和发射功率时第 i 个用户在第 j 个频谱上可达的吞吐量。 T_{\min}^i 为第 i 个用户接入系统的最小吞吐量要求。每个频谱只能分配给一个用户使用，即 $\sum_{i=1}^K a_{ij} = 1$ ，其中 $a_{ij} = 1$ 表示第 j 个频谱分配给第 i 个用户，否则 $a_{ij} = 0$ 。从式（7-1）中可以看出， ω_i 越大，即 CR 用户在频谱检测中贡献越大，在频谱分配中获得频谱资源越多，从而自身有

更高的吞吐量。

由以上分析可以看出，采用频谱分配和频谱检测的跨层设计方法，可在频谱分配中充分考虑各 CR 用户在检测中的贡献量，为在频谱检测中作贡献大的 CR 用户分配更多的频谱，从贡献和回报两个角度考虑频谱分配，从而在最大化系统吞吐量的同时体现了分配的公平性。

2. 频谱分配和功率控制的联合设计

除了频谱分配以外，功率控制也是资源分配的重要手段。目前，CRN 的功率控制集中在研究用户的信干比（Signal Interference Ratio, SIR）要求，降低用户之间干扰等方面，这些功率控制算法虽然能有效控制用户的发射功率，但是网络的吞吐量欠佳。网络的吞吐量不仅和用户分配到的功率资源有关，而且也和用户分配到的频谱资源密切相关。若只单独考虑用户的功率控制，则不能保证网络吞吐量最优。针对这个问题，文献[16]提出了一种带宽功率控制博弈（Bandwidth and Power Control Game Algorithm, BPCG）算法，该算法将 MAC 层的频谱分配和物理层的功率控制联合设计，其目标是通过确定 CR 用户的频谱分配和每个 CR 用户的发射功率使系统的吞吐量最大化，即

$$\begin{aligned} U(\omega, \gamma_k(p)) &= \arg \max_{\omega, p} [\omega_k \log_2(1 + \gamma_k(p))] \\ \text{s.t.} \quad &\begin{cases} 0 \leq p \leq p_k^{\max} \\ 0 \leq \omega_k \leq \varpi \end{cases} \end{aligned} \tag{7-2}$$

式中， ω_k 为分配给第 k 个 CR 用户的频谱带宽， p 为第 k 个 CR 用户的发射功率， $\gamma_k(p)$ 为第 k 个用户的 SIR。

在文献[16]所示的 OFDM-CDMA CRN 中，利用单调函数定理可以证明当分配给第 k 个用户的频谱带宽 $\omega_k = \varpi$ 时，即满足（7-2）式中的带宽上界条件时，系统的吞吐量最大。当得到频谱分配的最优条件后，式（7-2）的网络吞吐量优化问题转化为当 $\omega_k = \varpi$ 时的功率控制问题，可利用博弈论来解决满足网络吞吐量要求下的功率控制问题。仿真结果表明在相同的功率消耗情况下，该跨层设计使网络吞吐量显著提高，并随着频谱带宽的增加，网络总吞吐量是最优的。

从以上分析可以看出，功率控制和频谱分配的联合跨层设计，在降低用户之间干扰的同时，通过有效的频谱分配和功率控制，既能充分地利用频谱资源，又能充分地利用功率资源，相比单独利用功率控制，网络吞吐量有显著的提高。

3. 频谱分配和路由的联合设计

CRN 中的每个节点均能够主动的检测目前未被授权用户占用的频谱，并从中选取适合的频谱工作。网络的频谱分布不均匀，各节点的可用频谱不同，且由于授权用户的随机出现同一节点的可用频谱随时间动态地变化。由于相邻节点存在公共可用频谱才能建立连接，节点之间的连接也将随着频谱分配的变化而动态地改变。为了更准确有效地选择 CRN 中下一跳节点以及与之通信的频谱，认知网络中的路由选择需要和频谱分配密切结合起来^[12]。研究表明，在 CRN 中，频谱分配和网络层路由的联合设计能显著地提高连接的稳定性和端到端的吞吐量^[17]。

在传统路由的独立设计中，频谱分配和路由的选择分别由 MAC 层和网络层来实现。和传统路由的独立设计不同，跨层设计是注意到路由选择和频谱分配之间强烈的相互依赖，将

路由选择和频谱分配两项任务合并到网络层执行，由网络层选择路由并调度路由上无冲突信道的使用。基于这一跨层设计的思想，文献[18]提出一种合作式路由选择和频谱分配的跨层解决方案，通过分级路由和信道选择过程实现 MAC 层和网络层的合作。如图 7-2 所示，源节点的决策不但包括选择数据包的路由，还包括选择该路由上每个链路所使用的频谱以及每个频谱使用的时间调度表。这里采用的时间调度表，其目标是使频谱的使用不产生冲突。

路由选择和频谱分配的跨层解决方案的基本思路是：每个源节点通过标准路由发现过程找到所有可能的备选路由。对于每个备选路由，找到所有可行的频谱分配方案。对每个路由/频谱组合，执行基于图论中最大独立集思想的无冲突调度方案。

上述跨层设计方案通过频谱分配和路由选择的联合设计，在选择路由的同时，调度每段路由上无冲突频谱的使用，显著提高了路由的稳定性和端到端的吞吐量，但该方案没有充分考虑应用层的 QoS 需求。若能在路由选择结合频谱分配的情况下，同时兼顾应用层的 QoS 需求、选择基于 QoS 准则的路由判据，则可以满足用户各种不同业务的时延、吞吐量及丢包率等 QoS 需求。基于这一思想，Hsien 等提出了一种在 CRN 环境中满足时延敏感业务 QoS 需求的频谱分配和路由的联合跨层设计方案^[19]。该方案的基本过程如下：当一个 CR 用户有数据包要传输时，首先将该数据包的最大允许时延等 QoS 参数从应用层传输到网络层。网络层通过标准路由发现过程找到数据包传输的所有备选路由。对于每个备选路由，网络层结合物理层检测到的可用频谱信息，找到所有可行的频谱分配方案。对每个数据包传输的路由选择/频谱分配的组合，网络层根据物理层、MAC 层提供的传输速率和误包率信息，计算数据包在该段路由上的传输时间。如果这个传输时间大于应用层规定的最大允许时延 QoS 参数，则放弃数据包在该段路由上的传输。在所有满足最大允许时延要求的路由选择/频谱分配的组合中，利用最小延时路由算法，找到传输时间最小的组合作为该数据包传输的最优路由选择/频谱分配方案，它满足了应用层最大允许时延的 QoS 需求，并使数据包传输的端到端时延最小。这种跨层设计方案将应用层、网络层、MAC 层和物理层进行联合设计，将应用层的最大允许时延的 QoS 需求作为路由判据，并结合最小延时路由算法，显著地改善了 CRN 中对时延敏感业务的传输。

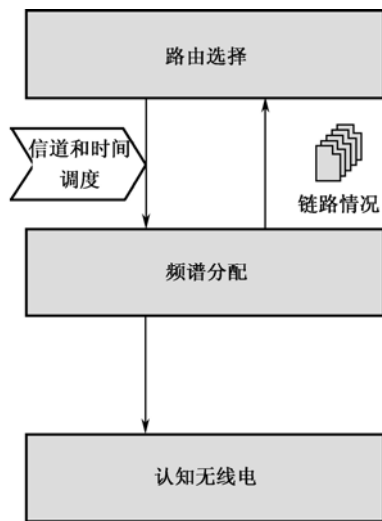


图7-2 频谱分配和路由选择的跨层设计

4. 频谱分配和TCP协议的联合设计

CRN 频谱分配的动态变化导致传输层 RTT 随之发生改变, 根据改变前的 RTT 设置重传超时时间 (Retransmission Time Out, RTO), 会使 RTO 设置有误进而影响 TCP 协议的超时重传机制。为了提高 TCP 协议超时重传机制的性能, 有必要将 TCP 协议和 MAC 层的频谱分配进行联合跨层设计。跨层设计的基本思想是: TCP 协议根据 MAC 层的频谱分配情况获取 CR 用户当前工作的频谱, 并计算出该频谱对应的 RTT, 结合 RTT 设置 RTO 参数。此外, 当 MAC 层的频谱分配发生改变时, TCP 协议结合 CR 用户工作频谱的变化情况重新计算出当前工作频谱对应的 RTT, 从而根据变化的 RTT 自适应地调整 RTO 参数, 使协议性能得到优化。

7.2.4 频谱切换的跨层设计

在 CRN 中, 频谱切换行为发生在当前信道性能下降或者授权用户出现时, 认知用户的移动性引起可用频谱的变化也会导致频谱切换^[2]。

频谱切换会影响各层通信协议的性能: 首先, 频谱切换会使路径损耗、干扰、无线链路错误和链路层延迟等信道参数受到频谱动态变化的影响; 其次, 频谱切换带来的延时可能会使网络层的路由中断; 此外, 频谱切换对传输层 TCP 协议也有不利的影响。这是因为: 频谱切换延迟会加大 RTT, 这将导致重传超时。传统的传输层协议能发现重传超时^[20], 并认为有包丢失, 然后启动拥塞避免机制, 导致系统吞吐量的降低^[12]。

为了减少频谱切换对各层通信协议性能的影响, 频谱切换应综合考虑各个层需求进行联合的跨层设计以提高网络性能。频谱切换和物理层频谱检测的跨层设计可以准确地估计频谱切换的持续时间。频谱切换和网络层路由的跨层设计可以在路由选择中考虑信道切换次数和信道切换频率等因素, 更准确地选择合适的路由。频谱切换和传输层 TCP 协议联合跨层设计可使 TCP 协议知道何时发生频谱切换, 并根据预知的频谱切换延迟对 TCP 协议进行调整, 优化 TCP 协议性能。此外, 由于正在进行的通信会因为频谱切换而中断, 因此, 频谱切换也可和应用层进行联合跨层设计以保证应用层业务不会在切换过程中受到很大的影响。这些都可以作为频谱切换跨层设计中可行的研究方向。

7.3 认知无线电网的跨层优化

前面几节集中讨论了 CRN 的跨层设计。接下来需要考虑的是, 如何根据跨层设计中确定的性能优化目标、需要联合优化的跨层参数、系统的约束条件等, 建立准确的优化模型, 并根据该模型来调整网络相关协议层的参数, 从而优化系统性能。这个优化过程就是通常意义上的跨层优化。

在 CRN 的跨层优化中, 通常面临的问题有:

(1) 跨层信息的有效描述

层与层之间进行信息传递和共享是跨层优化实现的前提条件。如何合理地描述层与层之间传递的跨层信息, 使其他层能正确地理解跨层信息所表达的含义是跨层优化首先要解决的问题。例如, 链路层需要知道物理层信道质量的信息。如果直接把信噪比作为跨层信息传递给链路层, 而不考虑编码、调制等信息, 链路层很难根据信噪比的数值来判断信道的质量。针对以上问题, 可采用基于模糊逻辑的跨层信息描述方法将各层功能的信息抽象为模糊变量, 对跨层信息进行定性的描述, 提高信息的可解释性。仍以信噪比为例, 物理层根据编码、调制等信息将测量到的信噪比转化为模糊变量, 如“好”或“坏”, 链路层通过获取这种定性描述, 就可有效地理解信道的质量信息。

(2) 动态目标函数模型的建立

在 CRN 中, 可用频谱的频繁改变、信号间的干扰以及动态频谱分配等带来的无线传输环境动态变化, 将导致跨层优化的目标函数通常是十分复杂的非线性函数, 难以用一个固定的数学模型来描述。由于神经网络具有较强的非线性处理能力以及自适应、自学习的能力, 可将其用于 CRN 跨层优化中, 根据环境的动态变化实时学习并建立目标函数模型。

(3) 多目标优化问题

前面讨论的都是跨层优化实现单个目标，而系统的整体性能通常包括多个目标。如何协调多个优化目标，实现系统性能的整体优化是跨层优化阶段需要解决的又一个问题。解决这个问题可以采用多目标优化理论。

下面将针对模糊逻辑、神经网络、多目标优化等理论，详细阐述它们在跨层优化中的应用。

7.3.1 基于模糊逻辑的跨层优化

模糊逻辑是模仿人脑的推理思维方式，应用模糊集合和模糊规则进行推理，表达过渡性界限或定性知识经验的科学^[21]。基于模糊逻辑的跨层优化方法运用模糊逻辑来定性的描述跨层信息，可改善跨层信息的可解释性^[22]。下面首先简要介绍模糊逻辑的概念和原理，包括模糊集合理论和模糊控制器的设计原理，然后再详细阐述基于模糊逻辑的跨层优化方法。

1. 模糊逻辑概述

(1) 模糊集合

经典集合理论无法定义某些不具有清晰边界的集合。模糊集合理论就是来弥补经典集合理论的这种局限性的，它允许通过集合中的元素与该元素的隶属度函数对来表征一个集合，即论域 U 上的模糊集合 A 可表示为 $\{x, \mu_A(X) | X \in U\}$ ，其中 $\mu_A(X)$ 为隶属度函数，取值范围为闭区间 $[0, 1]$ ，其大小反映了 x 对模糊集合 A 的隶属程度。

(2) 模糊控制器

模糊控制是以模糊集合理论为基础，应用模糊逻辑和模糊推理方法把人的思维推理、经验知识模型化，并由计算机实现的一种智能控制技术，其核心是模糊控制器的设计。模糊控制器包括模糊器、模糊规则库、模糊推理机、解模糊器四部分，其系统架构如图 7-3 所示。

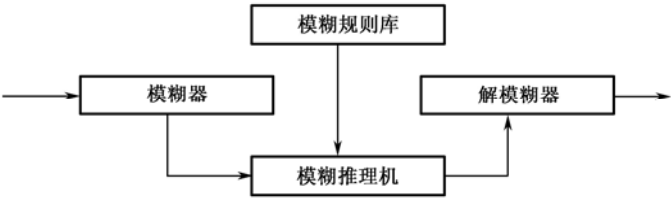


图7-3 模糊控制器的系统架构

图 7-3 中，模糊器是模糊控制器的输入接口，它的主要作用是将真实的确定量输入转换成一个模糊变量；模糊规则库用来存放全部模糊控制规则，为模糊推理机提供“推理”所需的控制规则；模糊推理机根据输入模糊变量、模糊控制规则完成模糊推理并获得模糊控制量；解模糊器是模糊控制器的输出接口，它的主要作用是将模糊控制量转换成一个清晰的控制量输出。

2. 基于模糊逻辑的跨层优化方法

在 CRN 中，基于模糊逻辑的跨层优化运用模糊逻辑定性的表达协议栈层与层之间相互传递的跨层信息，并利用模糊控制器来实现跨层优化过程^[24]。具体过程如下：

- ① 确定协议栈中每一层与跨层优化相关的变量和参数。这些变量和参数必须能体现该

层所提供的功能，并且应具有足够的通用性。此外，这些变量和参数应尽可能少，对不同形式的信息应尽可能避免重复。

② 结合每一层的相关信息，运用该层的模糊器将选定的变量和参数转换为模糊变量和模糊参数，并将转换后的模糊变量和模糊参数输出到模糊推理机。以信噪比为例，物理层根据网络采用的调制和编码等技术信息，把测量到的信噪比值(dB)转换成抽象的模糊变量“好”或“坏”，用以描述信道的质量。由于在模糊过程中考虑了相关的调制和编码信息，模糊过程输出的结果(信道质量的好/坏)就能够被其他各层直接有效的理解。

③ 模糊推理机根据每一层输入的模糊变量和模糊参数，以及模糊规则库中的模糊控制规则来进行模糊推理，从而获得跨层优化所需要的模糊控制量。例如，在通过调整拥塞窗口大小来优化 CRN 传输层性能的过程中，模糊推理机可根据物理层输出的信道质量、MAC 层输出的链路可靠性等模糊信息，运用模糊控制原则进行推理，从而得到一个模糊控制量(如拥塞窗口“轻微”减小)来控制拥塞窗口的调整。

④ 解模糊器将模糊推理机推理得到的模糊控制量解模糊，从而得到一个确切的跨层优化控制量。相应的层根据这一控制量来重配置该层相关的参数，使性能得到优化。仍以上述 CRN 传输层性能优化为例，模糊推理机经过推理得到模糊控制量，如拥塞窗口“轻微”减小。解模糊器根据一定转换规则将模糊推理机经过推理得到的模糊控制量转换为确切的控制量，如“拥塞窗口减小 2”，则传输层就可根据该控制量准确调整拥塞窗口大小。

以上分析可以看出，基于模糊逻辑的跨层优化有以下优势：

① 使用模糊逻辑来表达跨层信息极大改善了跨层信息的可解释性。例如，相比“信噪比的值为 6 dB”的描述，用“链路可靠性高”的模糊逻辑描述显然更容易被其他层直接有效的理解。

② 各个层输出的很多跨层信息都是通过测量得到的，受到测量精度和准确度的影响。因为模糊逻辑在本质上就适合处理具有不确定性的信息，所以使用模糊逻辑对跨层信息进行处理避免了直接传递跨层信息所存在的信息不准确性的问题。

7.3.2 基于神经网络的跨层优化

神经网络采用了与传统人工智能完全不同的机理，克服了传统的基于逻辑符号的人工智能在处理直觉、非线性信息方面的缺陷，具有自适应、自组织和实时学习等特点^[25]。如果将神经网络应用于 CRN 跨层优化中，就可利用神经网络的非线性处理能力以及自适应、自学习能力，来根据网络环境的快速变化实时学习并建立目标函数模型。

下面首先简要介绍神经网络的相关理论知识，然后详细分析基于神经网络的跨层优化方法。

1. 神经网络概述

(1) 神经网络的概念

神经网络(Neural Networks, NN)是一种模仿动物神经网络行为特征，进行分布式并行信息处理的数学模型。这种网络根据系统的复杂程度，通过调整内部大量节点之间相互连接的关系，从而达到处理信息的目的。神经网络具有自学习和自适应的能力，可以通过预先提供的一批相互对应的输入/输出数据，分析掌握两者之间潜在的规律，最终根据这些规律，用新的输入数据来推算输出结果，这种学习分析的过程称为“训练”。

神经网络的基本构成单元称为神经元。每个神经元接收一组来自系统中其他神经元的输

入信号。每个输入对应一个连接权值，它决定了信号传递的强弱。所有输入的加权和构成该神经元的输入值。神经元对输入值进行相应的变换并输出合适的值，输入与输出的变换关系称为激励函数。此外，为了将输出值限定在一定范围，每个神经元还具有一个偏置值。神经网络的输出是各个神经元协同处理的结果，是由网络中的各个神经元的连接权、偏置值、激励函数共同决定的。为了完成较复杂的功能，通常可将大量的神经元有机的连成多级网，使它们可以协同完成规定的任务，从而提高网络的计算能力。在多级网中，除了输入层、输出层，其他层不直接接收外界的信号，也不直接向外界发送信号，只负责对信号进行非线性处理，这些层称为隐藏层。

(2) 神经网络学习

神经网络最重要的特点是它具备自学习的能力。根据学习环境不同，神经网络的学习方法可分为监督学习和非监督学习。监督学习也称为有导师学习，这种学习模式需要在学习训练的过程中不断给网络成对提供一个输入模式和一个期望的输出模式，称为“导师信号”。将神经网络的实际输出同期望输出进行比较，当网络的实际输出和期望输出不符时，根据差错的方向和大小，按一定的学习规则调整连接权值和偏置值，以使下一步网络的输出更接近期望结果。当网络对于各种给定的输出均能产生所期望的输出时，即认为网络已经在“导师”的训练下“学会了”训练数据中包含的知识和规则，可以用来进行工作了。非监督学习也称无导师学习，这种学习模式需要在学习的过程中，不断给网络提供动态输入信息。网络能根据特有的内部结构和学习规则，在输入信息流中发现任何可能存在的模式和规律，同时能根据网络的功能和输入信息调整连接权值和偏置值，这个过程称为网络的自组织。在这种学习模式中，网络的连接权值和偏置值的调整不取决于外来“导师信号”的影响，可以认为网络的学习评价标准隐含于网络的内部。

(3) 反向传播算法

在神经网络的学习算法中，理想输出与实际输出之差被用来估计直接到达该神经元的连接权值的误差。当引入多级网络后，由于无法知道隐藏层的任何神经元的理想输出值，如何估计网络隐藏层神经元的误差就成了难题。反向传播算法可以解决这个问题。该算法是非循环多级神经网络的学习算法，它利用输出层的误差来估计输出层的直接前导层的误差，再用这个误差估计更前一层的误差。如此下去，就可获得所有其他各层的误差估计，这样就可形成将输出端表现出的误差沿着与输入信号传送相反的方向逐级向网络的输入端传递的过程。反向传播算法的具体分析如下：

设输出层第 k 个神经元的实际输出为 $a(k)$ ，理想输出为 T_k ，隐藏层第 i 个输入到第 k 个神经元的连接权为 ω_{ki} ，输出层的激励函数为 $f(x)$ ，其一阶导数为 $f'(x)$ 。则误差反向传播过程是：首先，计算输出层的误差 $e_k = |a(k) - T_k|$ 。然后，将其与输出层激励函数的一阶导数 $f'(x)$ 相乘来求得 $\delta_{ki} = e_k \cdot f'(x)$ 。由于隐藏层中没有直接给出理想输出，所以利用输出层的 δ_{ki} 进行误差反向传播来求出隐藏层的误差 e_i

$$e_i = \sum_{k=1}^N \delta_{ki} \omega_{ki} = \sum_{k=1}^N e_k f'(x) \omega_{ki} \quad (7-3)$$

得到隐藏层误差 e_i 后，通过将该误差与该层激励函数的一阶导数相乘，以此求出前一层的误差。如果前面还有隐藏层，沿用上述同样方法依此类推，一直将输出误差 e_k 一层一层地反推算到第一层为止。

2. 基于神经网络的跨层优化方法

本小节以 CRN 网络中 QoS 优化问题为例, 详细阐述如何在快速变化的网络环境中利用神经网络实时学习并建立跨层目标函数模型来优化系统性能。

在 CRN 中, 为保证实时业务和高优先级业务的 QoS, 需要根据不同业务对 QoS 的不同需求, 在 MAC 层对资源进行合理调度以保证网络性能。考虑到业务 QoS 与物理层的信道条件、MAC 层参数密切相关, 因此, 可以设计一种跨层自适应机制, 根据通信终端应用层的 QoS 需求和物理层信道条件来实时调整每一个终端的 MAC 层参数, 以改善 CRN 的 QoS。实现这一跨层自适应机制的关键是建立应用层 QoS 与 MAC 层参数的跨层函数模型, 而在 CRN 中, 由于频谱频繁改变导致信道条件快速变化, CRN 的 QoS 需求和 MAC 层参数的跨层函数通常是非线性、复杂的时变函数, 很难用一个具体给定的分析表达式来描述。下面具体阐述如何利用神经网络实时学习并建立跨层函数模型来优化系统性能。

在 CRN 网络 QoS 的优化问题中, 通常可采用平均吞吐量作为 QoS 的指标。由于业务的吞吐量和 MAC 层分配的传输功率和传输时间有关, 因此可将传输功率和传输时间作为动态调整的 MAC 层参数。假设在网络中有 k 个激活的业务流, 对于业务流 i , 满足该业务 QoS 需求的吞吐量为 T_THR_i , 分配的传输功率和传输时间分别为 p_i 和 t_i , 实际可获得的吞吐量为 T_i 。不同业务流共享网络中有限的资源, 因此每个业务流可获得的吞吐量不仅受到该业务流设定的 MAC 参数影响, 同时还受到其他业务流的影响, 因此可将 k 个业务流的吞吐量表示为和每个业务流的 MAC 参数相关联的跨层函数, 记为 $f(\cdot)$ ^[27]:

$$f(\cdot) = (T_1, T_2, \dots, T_k) = f(p_1, t_1, p_2, t_2, \dots, p_k, t_k) \quad (7-4)$$

当网络实际的吞吐量接近于业务所需的吞吐量时, CRN 的性能最优, 因此可定义一个 C_{QoS} 函数, 用来描述网络实际吞吐量和业务所需吞吐量的差值, 即

$$C_{QoS} = \sum_{i=1}^K \frac{(T_i - T_THR_i)^2}{T_THR_i} \quad (7-5)$$

跨层优化的目标就是根据 $f(\cdot)$ 调整每个业务流的 MAC 层参数 (p_i, t_i) 来最小化 C_{QoS} 。为求得 C_{QoS} 达到最小时对应的 MAC 层参数, 可采用梯度下降法^[28], 沿 C_{QoS} 的负梯度方向对 MAC 层参数进行反复调整, 直到 C_{QoS} 达到最小为止。在每一次参数调整过程中, 首先利用神经网络来实时学习并建模跨层函数 $f(\cdot)$, 然后根据 $f(\cdot)$ 来估计要使得 C_{QoS} 达到最小时每个参数需要调整的变化量, 这一估计过程通过神经网络的反向传播算法来实现, 最后根据估计得到的参数变化量完成一次参数调整过程。每一次参数调整的具体步骤如下:

① 收集最新的训练样本。为了使学习获得的跨层函数 $f(\cdot)$ 能实时的反映当前的网络环境, 神经网络应收集系统最新调整的 MAC 层参数和相应的系统吞吐量, 作为用于学习的训练样本。

② 实时建立跨层函数模型 $f(\cdot)$, 具体过程如下: 首先将最新收集到的 MAC 层参数作为神经网络的输入值, 业务流的吞吐量作为神经网络期望的输出值。其次将神经网络的实际输出与相应的期望输出比较, 得到误差函数, 根据误差函数来反复调整神经网的连接权和偏置值。经多次调整后神经网络收敛到一个确定的连接权和偏置值。此时的神经网络模拟了实际的通信网络。神经网的输入端输入系统当前设定的 MAC 层参数, 则在神经网络输出端的实际输出近似等于系统中每个业务流的实际吞吐量, 从而实时地建立了 MAC 层参数和业务流吞吐量的跨层函数 $f(\cdot)$ 的模型。

③ 计算 MAC 层参数的变化量并根据该变化量来调整 MAC 层参数。根据学习得到的跨层函数 $f(\cdot)$ 来估计满足 C_{QoS} 最小时每个相关参数的变化量，这一估计过程通过反向传播算法实现。具体分析如下：

设第 n 次调整得到的 MAC 层参数记为 $\beta_i^{(n)}$ ，则根据梯度下降法调整参数 $\beta_i^{(n)}$ 以最小化 C_{QoS} 的迭代公式^[26]为

$$\beta_i^{(n+1)} = \beta_i^{(n)} + \Delta\beta_i^{(n)} \quad (7-6)$$

$$\Delta\beta_i^{(n)} = -\mu \frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial \beta_i^{(n)}} \quad (7-7)$$

式中， $\Delta\beta^{(n)}$ 是 MAC 层参数的变化量， μ 是决定调整步长的比例因子， $\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial \beta_i^{(n)}}$ 是和 $\beta_i^{(n)}$ 相关的 C_{QoS} 的负梯度，即 $\beta_i^{(n)}$ 的调整应使 C_{QoS} 往最小的方向变化。输入层 $a_i(l)$ 的激励函数为线性函数，即 $a_i^{(n)}(l) = \beta_i^{(n)}$ ，则第 (7-7) 式变为

$$\Delta\beta_i^{(n)} = -\mu \frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial a_i^{(n)}(l)} \quad (7-8)$$

因此估计与 $\beta_i^{(n)}$ 相关的 C_{QoS} 的负梯度 $-\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial \beta_i^{(n)}}$ ，等价于估计与输入层 $a_i(l)$ 相关的 C_{QoS} 的负梯度 $-\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial \beta_i^{(n)}}$ 。 $-\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial \beta_i^{(n)}}$ 可利用反向传播算法从上一层的负梯度 $\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial a_i^{(n)}(l+1)}$ 来获得，即

$$-\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial a_i^{(n)}(l)} = \sum_{j=1}^{N_{l+1}} -\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial a_j^{(n)}(l+1)} \times h'_{l+1}(u_j(l+1)) \times \omega_{ji}(l+1) \quad (7-9)$$

式中， N_{l+1} 是第 $l+1$ 层神经元的数目， $h'_{l+1}(u_j(l+1))$ 是第 $l+1$ 层的激励函数， $\omega_{ji}(l+1)$ 是第 l 层第 j 个神经元的输出到第 $l+1$ 层第 i 个神经元的连接权。

在得到 $\frac{\partial C_{\text{QoS}}}{\partial a_i^{(n)}(l)}$ 后，根据式 (7-8) 可计算出 MAC 参数的变化量，再根据这个变化量来调整 MAC 层参数。

④ 更新训练样本。将新调整后的 MAC 层参数应用到通信系统中并实时收集新的训练样本，回到步骤①进行实时学习获得函数 $f(\cdot)$ ，进行下一次参数调整。

从以上分析可以看出，基于神经网的跨层优化机制可在动态变化的网络环境下，利用神经网的自适应、自学习能力实时学习并建立跨层目标函数模型，并通过反向传播算法智能的调整相关参数，可以满足应用层不用业务对 QoS 的需求，并能优化系统性能。

7.3.3 基于多目标优化的跨层优化

CRN 的跨层优化要将自适应扩展到网络中的所有层，实现网络中所有层的全局优化，提高网络的整体性能。网络的整体性能包括很多指标，如系统的吞吐量、时延等。这些指标涉及网络的各层，需要从各层提取相关的参数。如何协调各层的参数，同时兼顾多个优化目标，实现网络性能的整体优化是跨层优化面临的又一个挑战，解决这个问题可以采用多目标优化理论。

多目标优化问题是指在一个优化问题中存在多个优化目标，彼此是竞争的关系^[30]。多目

标优化问题的数学模型为

$$\max F(x)=[f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x)] \quad (7-10)$$

式中, $F(x)$ 为多目标优化的目标函数, $f_n(x)$ 为各个分目标函数。

多目标优化解法可分为以下几类:

① 单目标规划法: 将各个分目标函数组合成单一的评价函数, 然后将多目标问题转化为评价函数的单目标优化问题。

② 分层规划法: 根据各个分目标函数在整个问题中的重要性的不同, 分别给每个分目标函数赋予不同的优先层次, 然后按优先层次的高低逐个优化各目标函数。这样将多目标优化问题转化为一系列单目标优化问题。

③ 交互规划法: 它是一种分析和决策交替进行的求解方法。在分析阶段采用单目标规划法对原问题求解, 在决策阶段则由决策者根据分析的结果, 调整对各分目标函数的要求, 然后继续分析。经有限次的调整后, 可求得问题的最优解。

下面以 7.2.3 节中的基于检测贡献加权的比例公平性频谱分配算法为例, 具体阐述如何应用多目标优化理论来解决 CRN 中的跨层优化问题。

基于检测贡献加权的比例公平性频谱分配算法, 就是一个多目标优化问题。该算法在给 CR 用户分配频谱时, 需要同时兼顾吞吐量和公平性两个优化目标, 即在频谱分配的过程中, 该算法既要满足系统的吞吐量最大, 又要保证频谱分配的公平性, 为检测贡献大的 CR 用户分配更多的频谱资源。

假设 CR 用户的频谱分配方案为 A , 吞吐量与频谱分配的函数关系记为 $f_1(A)$, 公平性与频谱分配的函数关系记为 $f_2(A)$, 则根据多目标优化理论可得该问题的数学模型为

$$\max U(A)=[f_1(A), f_2(A)] \quad (7-11)$$

解决这个多目标优化问题可采用上述多目标优化解法中的单目标规划法, 即将吞吐量和公平性两个目标函数组合成一个单一的评价函数。具体过程如下: 首先在算法中引入频谱检测贡献函数 ω_i , 它反映了 CR 用户在频谱检测中的贡献量。根据 ω_i 进行频谱分配, 体现了分配的公平性。其次将 ω_i 加入到系统吞吐量的表达式中, 得到系统的评价函数, 即

$$U(A)=\max_A \prod_{i=1}^K (T_i - T_{\min})^{\omega_i} \quad (7-12)$$

由式 (7-12) 可以看出, 由于 ω_i 加在吞吐量表达式的指数部分, 因此要保证评价函数最大, ω_i 值大的 CR 用户要比 ω_i 值小的 CR 用户具有更高的吞吐量, 即 ω_i 值大的 CR 用户相对 ω_i 值小的 CR 用户要分配更多的频谱资源。这个频谱分配原则也就是满足频谱分配公平性的分配原则。此时, 吞吐量和公平性两个目标函数转化为单一的评价函数 $U(A)$, 从而吞吐量和公平性的多目标优化问题转化为评价函数 $U(A)$ 的单目标优化问题。单一评价函数 $U(A)$ 的求解可采用文献[13]中的用户协商算法来解决。

7.4 认知引擎与跨层设计及优化

前面几节集中讨论了 CRN 的跨层设计和优化。当确定了跨层设计目标和跨层优化算法之后, 首先要考虑的问题是如何在分离的各个层之间实现跨层信息交互, 且这种信息交互不对原有分层结构造成过大的影响。其次, 跨层设计和优化通常是一个涉及各层的全局性自适应过程, 需要一个集中的控制单元来协调整个自适应过程, 从而实现对网络性能的整体优

化。针对这些问题，一些研究组织和学者提出了解决方案，比较具有代表性的是引入认知引擎，利用认知引擎来实现 CRN 的跨层设计及优化^[6]。本节首先介绍认知引擎的功能和结构，然后阐述了基于认知引擎的跨层设计及优化架构及其所具有的优势。

7.4.1 认知引擎的功能和结构

认知引擎是一个中心的控制和协调单元，与每一层相连，收集各个层的参数，负责全局的自适应和优化过程。通常 CRN 不仅包括 OSI 参考模型中分离的各个层，还包括和自适应过程相联系的传感器。传感器负责感知周围的环境。此外，CR 一个重要的能力是能过去的经验中学习的能力，这个学习能力需要有存储器来存储过去的观察结果。因此，认知引擎除了需要和各个层相连以外，还作为外围接口与传感器、存储器等外围设备相连。

根据以上对认知引擎功能的分析，下面给出一个认知引擎的内部结构，如图 7-4 所示，包括与各层相连的 I/O 接口、传感器输入接口、外围设备 I/O 接口、认知接口以及附件。其中，附件主要实现认知引擎有关控制、协调和计算等功能。前面讨论的跨层优化算法（如神经网络优化算法、模糊逻辑优化算法、多目标优化算法等）也可以在附件里集中运行；认知接口集中处理认知引擎与各层、传感器和外围设备的信息交互，将来自外部的信息传递给附件中相应的功能模块，并将与控制 and 协调有关的数据和指令传递给相应的层和外围设备。

7.4.2 基于认知引擎的跨层设计及优化架构

基于认知引擎的跨层设计及优化架构如图 7-5 所示。该架构由认知引擎收集各个层的参数，并参考传感器感知到的周围环境的信息、存储器中的先验知识，以网络的整体性能最优为目标，对所有参数作统一处理、对各个优化目标作统一协调和必要的折中，实现了全局的自适应和优化过程。此外，考虑到现有的分层结构也能有效地解决许多局部性优化问题，基于认知引擎的跨层设计及优化架构另一个重要特征是充分利用现有分层结构的优点。由图 7-5 可以看出，认知引擎是“附加”在原有分层结构上的，没有破坏原有的分层结构。认知引擎只在需要进行跨层设计和优化的时候使用，不会给传统的分层结构带来过多的影响。

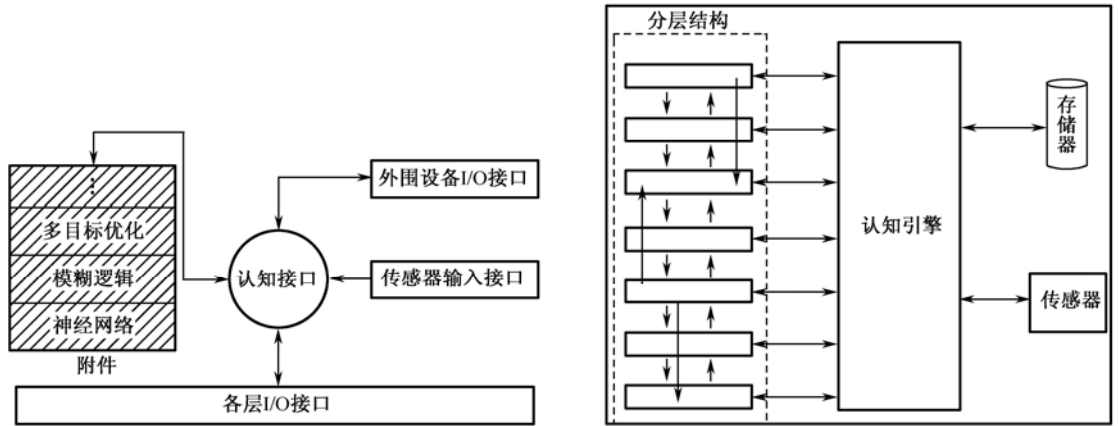


图7-4 认知引擎内部结构图

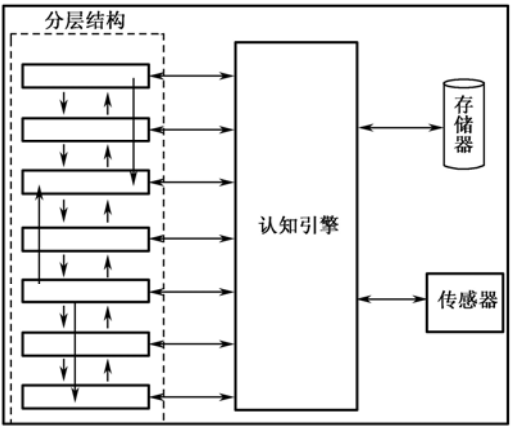


图7-5 基于认知引擎的跨层设计及优化架构

7.4.3 基于认知引擎的跨层设计及优化架构的优势

基于认知引擎的跨层设计及优化架构具有提高跨层设计灵活性、降低跨层设计复杂度、优化系统整体性能等独特的优势。

首先，基于认知引擎的跨层设计及优化提高了跨层设计的灵活性和有效性。在引入认知引擎之前，层与层之间的相互联系是通过建立双向的信息流来实现的。例如，在一个 n 层的分层结构中，考虑到信息的传输是双向的（上行和下行）并且在相邻的层之间已经建立了信息流，新建立的信息流总数为

$$R=(n-1)(n-2) \tag{7-13}$$

从式（7-13）中可以看出，随着层数的增长，新建立的信息流的数目成平方级增长，复杂度也会显著提高，需要考虑跨层设计的优化性能和复杂度之间的折中。

引入认知引擎之后，CRN 跨层设计的灵活性和有效性大大提高。各层都可以与认知引擎进行交互，信息流随层数的增加呈线性增长，有效地控制了设计的复杂度，即使联合多个层、多个跨层参数对网络进行整体优化，也能使跨层设计方案保持一个较低的复杂度。此外，由于认知引擎可与传感器、存储器等外围设备相连，跨层设计可参考传感器中的信息、存储器中的先验知识来优化性能，使 CRN 的跨层设计更加灵活、有效。

其次，基于认知引擎的跨层设计及优化也很好解决了 CRN 的跨层优化问题。前面讨论的跨层优化算法都可以在认知引擎中集中运行。另外，在对网络整体性能进行优化时，往往需要涉及多个优化目标，而多个优化目标之间是相互关联甚至是相互冲突的。因此，有必要对各个优化目标进行整体控制和全局性的协调。认知引擎作为一个中心控制单元，可以负责全局的自适应和优化过程，对所有跨层参数作统一处理，对各个优化目标作统一协调和一些必要的折中，既能最大程度地实现每一个优化目标，又能保证网络整体性能达到最优。CRN 的跨层优化问题需要大量的计算，计算的结果也需要实时而准确地反馈回相应的各个层来对优化参数作重配置。由于认知引擎与各个层都存在用于信息交互的接口，计算的结果通过相应的接口能快速而准确地传递到各个层。

基于以上分析可知，基于认知引擎的 CRN 跨层设计及优化架构，既可保留原有分层协议体系的优点，又能提高跨层设计的灵活性、有效性，并能对整个跨层优化过程进行全局性的控制和协调，可以很好地解决跨层优化问题，尤其是多目标优化问题。

7.5 认知无线网络跨层设计和优化面临的挑战

现今的无线通信系统研究的技术发展水平还远远不能有效地设计出完善的 CRN 跨层设计和优化架构。在过去的十年，跨层设计和优化策略已经被广泛地研究和采用，但在大多数情况下是为了达到在某一特定场景下的性能优化。例如，大量的跨层解决方案是在特定的无线链路上（如 IEEE 802.11 或 UMTS）针对某一特定的多媒体应用或传输协议来改善性能。通常，如果不进行重新设计，这些解决方案不能重用在其他无线技术中，这使得它们并不适合于根据环境的变化不断重配置的 CRN。

设计一个完善的 CRN 跨层设计和优化架构所面临的挑战主要有模块化、信息的不准确性和不确定性、复杂性和可扩展性要求。

1. 模块化

通常，协议封装能有效提供模块性，使得所有各层均能独立实现。在跨层设计和优化中，也应该考虑保留架构的模块性，以便具有跨层能力的各个组成部分能够独立地设计和运行。

跨层架构的设计不受底层所采用的技术类型的限制，这是实现模块化的先决条件。例如，在设计一个传输层协议时，为了提供增强的性能，传输层协议应该结合来自链路层的链路状态信息。如果能够采用一种通用的方法从链路层提取所需的信息（如信道差错和拥塞状态），就能成功设计出一个模块化的、独立于底层技术的传输层协议。换句话说，如果传输层获取链路层的信息依赖于特定的链路层技术，例如在 WLAN 网络跨层设计时，传输层需要根据 IEEE 802.11 网络分配向量值来度量链路拥塞状态，则当链路切换到采用不同链路层技术的网络（如 UMTS 或 WiMAX）时，这一设计将不可用。

2. 信息的不准确性和不确定性

不同层输出的很多信息是根据测量得到的，受到精度和准确度的限制。在模块化的跨层设计和优化系统中所有组成部分是独立设计的，如果不知道测量的精度和准确度，数据很容易被曲解。以 SNR（Signal to Noise Ratio）为例，假设上层（传输层、应用层）根据 BER（Bit Error Ratio）曲线来获得 SNR 的测量结果，并将这些信息用于跨层设计和优化中。由于很多用户设备对 SNR 的测量不精确，在许多系统中（如 IEEE 802.11），BER 的性能具有很尖锐的跳变（可在几个 dB 范围内），因此，如果直接将 SNR 的测量结果作为准确值，会造成对系统性能错误的判断。

3. 复杂性和可扩展性

完善的 CRN 跨层设计和优化架构要求能够基于所有的可用资源（如可用的无线通信接口和协议及所有可能的参数配置）找到满足用户需求的最优跨层解决方案，所以跨层优化需要大量的计算工作。当优化过程中涉及的层数增加时，计算量很容易变得难以承受。因此，如果各层输出的信息和参数数量巨大，则优化设计的复杂度将使 CRN 的跨层解决方案难以实现。

从上述对认知引擎的分析可知，基于认知引擎的跨层架构在一定程度上解决了设计的复杂性和可扩展性，但仍然有许多不足之处。首先，该架构的模块性受到认知引擎具体实现方式的限制。如何采用一种通用的实现方式使得认知引擎能够用于各种不同的无线接入技术，还需要深入研究。其次，信息的不准确性、不确定性等问题是否能通过该架构得到解决，仍然是未知的。

在最近的几年里，许多研究者已经意识到需要一个通用的、普遍的跨层设计和优化架构，以实现在任意组合的应用、协议、无线技术之间交互作用^[31]。然而，尽管他们做出了大量努力，并设法综合现有的各种跨层设计和优化解决方法，但仍然未能找到确定的解决方案来构建一个具有良好的通用性和普遍性的跨层设计和优化架构。总之，如何有效地为 CRN 设计一个通用的、普遍的跨层设计和优化架构仍然是一个开放的问题。

参 考 文 献

- [1] 方旭明. 下一代无线因特网技术: 无线 Mesh 网络. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [2] 周小飞, 张宏纲. 认知无线电原理及应用. 北京: 北京邮电大学出版社, 2007.
- [3] 谢希仁. 计算机网络 (第四版). 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [4] Kawadia V, Kumar PR. A cautionary perspective on cross layer design [J]. IEEE Personal Communication, 2005(2):3-11.
- [5] 张雪芹, 周莲英. 无线网络的跨层设计. 计算机技术与发展, 2008, 18(2):88-90.
- [6] Huseyin Arslan. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems. The Netherlands: Springer, 2007.
- [7] Zhao Q, Tong L, Swami A. Decentralized cognitive MAC for dynamic spectrum access [C]. IEEE DySPAN 2005. Nov 2005:224-232.
- [8] Wild B., Ramchandran, K.. Detection primary receivers for cognitive radio MAC-Layer Sensing in Cognitive Radio Networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing 2007 accepted for publication.
- [9] Jones Steven D, Merheb Naim, and Wang Jeng . An experiment for sensing-based opportunistic spectrum access in CSMA/CA Networks[C]. IEEE DySPAN 2005,2005:593-596.
- [10] Qiwei Wang, Haitao Zheng. Route and Spectrum Selection in Dynamic spectrum Networks[C]. IEEE CCNC 2006,2006:625-629.
- [11] Krishnamarthy S,Thoppoan M, Venkatesan S, et al. Control channel based MAC-layer configuration, routing and situation awareness for cognitive radio networks[C]. IEEE MILXCOM 2005,2005:455-460.
- [12] 周贤伟. 认知无线电. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [13] ZHENG H, CUI P. Collaboration and fairness in opportunistic spectrum access. Proc 40th annual IEEE International Conference on Communications. Seoul,Korea,2005:16-20.
- [14] CAO L, ZHENG H. Distributed spectrum allocation via local bargaining[C]. IEEE SECON 2005.Santa Calara, CA, 2005: 475- 486.
- [15] Feng Tian, Zhen Yang.A New Algorithm for Weighted Proportional Fairness Based Spectrum Allocation of Cognitive Radios[C]. IEEE SNPD 2007, Tsingtao ,China:IEEE, 2007: 531-536.
- [16] 程世伦, 杨震. 一种新型认知无线电资源分配跨层技术[J]. 南京邮电大学学报, 2008, 28 (2): 1-5.
- [17] Geng Cheng; Wei Liu; Yunzhao Li; Wenqing Cheng. Joint On-Demand Routing and Spectrum Assignment in Cognitive Radio Networks. IEEE ICC 2007, Glasgow, Scotland: IEEE,2007:6499-6503.
- [18] Wang Q, Zheng H . Route and spectrum selection in dynamic spectrum networks, IEEE CNCC 2006, Las Vegas, Nevada, USA :IEEE,2006:625-629.
- [19] Shiang, H.; van der Schaar, M. Distributed Resource Management in Multi-hop Cognitive Radio Networks for Delay Sensitive Transmission [J]. IEEE Vehicular Technology 2008 .accepted for publication.
- [20] 龚向阳, 金跃辉, 王文东. 宽带通信网原理. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006.
- [21] 诸静. 模糊控制原理与应用. 第一版. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [22] Baldo Nicola, Zorzi Michele. Fuzzy Logic for Cross-layer Optimization in Cognitive Radio Networks[C]. IEEE CCNC 2007,2007:1015-1022.
- [23] 王立新著, 王迎军译. 模糊系统与模糊控制教程. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [24] Le H.-S.T., Ly H.D. Opportunistic spectrum access using Fuzzy Logic for cognitive radio networks. IEEE ICCE 2008, 2008: 240-245.

- [25] 蒋宗礼. 人工神经网络导论. 高等教育出版社. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [26] 丛爽. 神经网络、模糊系统及其在运动控制中的应用. 长沙: 中国科学技术大学出版社, 2001.
- [27] Barnhart C. M., Wieseltier J. E., Ephremides A.. A neural network approach to solving the link activation problem in multihop radio networks. IEEE transactions on communications, 1995, 43 (3):1277-1283.
- [28] P. Lin, C.Wang, T. Lin. A context-aware approach for multimedia performance optimization using neural networks in wireless LAN environments. IEEE ICME 2006 , 2006: 1177–1180.
- [29] C. Wang, T. Lin. A neural network based adaptive algorithm for multimedia quality fairness in WLAN environments. IEEE ICME 2006 , 2006: 1233–1236.
- [30] 郑宝玉, 糜正琨, 王良元. 通信工程中的最优化方法. 北京: 北京邮电大学出版社, 1996.
- [31] R. Winter et al.. CrossTalk: Cross-Layer Decision Support Based on Global Knowledge. IEEE Communication Magazine,2006,44(1):93-99.

第8章 认知无线电网络安全

认知无线网络 (CRN) 在努力实现频谱高效利用的同时, 也引入了很多新的安全威胁。本章针对 CRN 网络的特点, 探讨了应用中可能面临的安全问题及一些已有的解决方案, 最后对如何建立安全的 CRN 网络做了进一步的展望。

8.1 认知无线网络面临的安全问题

安全在有线和无线通信网络中都是必不可少的要素, 若无法保证通信安全, 网络的实际应用范围会受到极大的限制。对于传统的有线网络, 如计算机网络, 由于其自身安全机制的缺陷、资源获取的开放性和各种黑客攻击行为, 安全问题一直难以很好地解决。而无线通信网络更是由于传输媒介的开放性等特点, 面临的安全问题更加复杂。目前网络安全技术未能很好地解决这些安全问题, 在很大程度上是因为安全常常只是作为网络建设的一个附加环节来考虑的, 安全技术在初期的网络设计中没有得到足够的重视。直到在网络运营中由于安全策略的失败而带来严重经济损失的事件频繁发生, 给用户和网络运营商带来很多不必要的麻烦时, 安全在网络设计中的重要性才逐渐凸显出来。CRN 还处在发展的初期, 要真正广泛地应用起来, 安全应在网络设计中引起足够的重视。作为一种无线网络, CRN 同样面临传统无线网络的很多安全问题, 因此本节首先简要介绍传统无线网络面临的安全威胁以及现有安全机制还存在的问题, 然后针对 CRN 的特点, 总结其安全需求, 并详细分析了 CRN 中存在的各层安全威胁及其防御机制。

8.1.1 传统无线网络的安全威胁

无线网络摆脱了有线的桎梏, 在给人们的生活带来巨大便利的同时, 也带来了其固有的三大缺陷, 即较差的安全性、服务和性能的限制以及不同运营商互连的瓶颈。随着无线新技术的迅速发展、各种标准的陆续制定以及各大运营商全球无缝漫游的积极探讨, 服务和性能的限制以及不同运营商互连的瓶颈这两大缺陷的影响正在逐渐减弱。相比较, 通信安全性较差的缺陷则成为制约网络发展的关键因素, 无线网络的安全问题也逐渐成为了目前无线网络应用和研究的热点问题。

无线网络安全的脆弱性源于无线传输媒介的开放性、终端的移动性以及网络拓扑结构的动态变化^[1]。无线网络的开放性使其更容易受到恶意攻击、非法信息截取; 其移动性使得安全管理难度加大, 在跨区域漫游时, 移动节点可能被窃听、破坏和劫持; 其网络拓扑的动态变化, 使得效率较高的集中式安全管理机制难于实现。归纳无线网络中存在的主要安全威胁如下:

- 网络信息容易遭到窃听。无线网络的电磁辐射难以精确地控制在某个范围内, 攻击者只需架设一副天线即可窃取数据。

- 网络中窃听行为难于检测。对于窃听这种被动攻击行为，在无线网络中检测的难度远大于有线网络。因为在有线网络中窃听数据必须靠近传输线，而在无线网络中攻击者可在远处隐蔽地窃听数据。
- 通信链路容易受到大功率发射机干扰。攻击者可以对用户设备进行干扰，从而得到取代或假冒用户的机会，也可以对基站进行干扰，从而冒充基站而使无线终端错误地与之连接。
- 网络中容易被插入伪造信息。开放的无线传播媒介使得攻击者无须切开电缆就可向网络中任意地插入数据。
- 容易受到拒绝服务（DoS）攻击。无线网络中的 DoS 攻击可以分为两种情况，一种是利用无线网络带宽有限和带内信令频繁交互的特点，发送大量垃圾信息阻塞信道；一种是不断对某个移动设备发送虚假服务请求，使该设备始终处于工作状态而迅速耗尽电池电能。

无线局域网（WLAN）是现在大规模商用的无线网络之一，它针对无线网络中的这些安全威胁制定了很多安全机制^[2]，但这些机制的有效性却没有达到预期的效果，安全隐患仍然是 WLAN 较为严重的问题。这里以 WLAN 的安全技术及其隐患为例，说明现有的无线网络安全机制还是不够成熟，存在很多的安全漏洞。

首先，WLAN 中存在比较严重的干扰和窃听问题。由于 WLAN 使用免授权频段，潜在的干扰源包括无线电爱好者使用的高功率设备、雷达、微波炉以及 ISM 频段的发射机，当然干扰也可能是人为故意造成的，无线电干扰会使得带宽严重下降，影响 WLAN 的服务性能。现在的 WLAN 系统普遍使用加密和扩频技术来传输数据的原因也就是为了对抗窃听和干扰，但这些技术都不能完全消除这类安全威胁。

其次，非法访问也是 WLAN 网络中较为严重的安全威胁。现有的很多 WLAN 都处于不设防状态，攻击者很容易就接入到网络中进行破坏行为。应对非法访问的安全技术之一就是采用接入认证机制。IEEE 802.11 标准中提供的认证机制有 SSID（Service Set Identifier）匹配、MAC 地址过滤和 Web Portal 认证，但是这些机制都存在安全漏洞，例如 AP 周期性广播 SSID，管理上很难保证其私密性，非法用户可以盗用合法的 MAC 地址进行接入。

最后，WLAN 中的数据加密技术也存在很多的安全漏洞。有线等效保密（Wired Equivalent Privacy, WEP）协议在 WLAN 中用于保护数据保密性和完整性，同时还通过认证来提供访问控制。但目前已经发现 WEP 协议存在非常多的缺陷，例如，针对 RC4 算法的 Invariance Weakness 攻击和 IV Weakness 攻击，这些都严重损害到 WLAN 的安全使用。

由于 IEEE 802.11 的 1999 年版标准中所存在的公认的安全漏洞已经严重威胁到该标准的进一步应用，IEEE 802.11 工作组成立了任务组 TGi，负责制定 IEEE 802.11i 标准，目的是“增强当前 IEEE 802.11 的媒体接入控制功能及改进 WLAN 的安全性”。目前 Wi-Fi 推荐的无线局域网安全解决方案 WPA（Wi-Fi Protected Access）是 IEEE 802.11i 标准草案的一个子集，采用 TKIP（Temporal Key Integrity Protocol）密码协议，但 TKIP 没有脱离 WEP 的核心机制，仍然基于 RC4 算法，只对密钥长度做了调整。因此 Wi-Fi 联盟和 IEEE 802 委员会也承认，TKIP 只能作为一种临时的过渡方案，而不是最终方案。IEEE 802.11i 标准的终极加密解决方案为基于 IEEE 802.1x 认证协议的 CCMP（CBC-MAC Protocol）加密技术，即以 AES（Advanced Encryption Standard）为核心算法，配合 CTR 和 CBC-MAC 模式，分别实现加密和认证功能，这些协议和算法目前还在研究和制定中。

从 WLAN 安全机制的各种缺陷和加密技术的曲折发展中可以看出，如果安全只是作为网络建设的一个附加环节，出现问题之后再补漏洞式的方法增加安全策略，所需的代价是非常大的。CRN 中同样存在这些传统无线网络的安全威胁，而且由于 CRN 的频谱使用不受到政策保护，面临的安全问题将更为棘手，传统无线网络的安全策略由于其脆弱性不能直接应用于 CRN。要制定能够切实解决 CRN 安全问题的策略，了解 CRN 的安全需求和 CRN 中存在的安全威胁是首先需要解决的问题。

8.1.2 认知无线电网络的安全需求

要明确 CRN 可能面临的安全威胁，首先要了解 CRN 的安全需求^[3]。构建一个安全的 CRN，需要考虑到 CRN 与无线网络的共性及其自身的特点，保证 CRN 具有以下几个属性或能够提供以下这些安全机制：可用性、完整性、机密性、不可否认性、认证保护和授权保护。

1. 可用性 (Availability)

对任何类型的网络而言，它们最基本的要求之一就是其可用性，如果网络不可用，那么其存在的意义也就没有了。当然，出现整个网络不可用的极端情况比较少见，大部分情况是某些基站或用户设备的可用性受到破坏。网络的很多攻击行为，如拒绝服务攻击 (DoS Attack)、干扰攻击 (Jamming Attack) 等都是对基站或用户设备为目标的。在 CRN 中，可用性主要是指保证授权用户和 CR 用户均能够随时随地接入频谱的网络属性。对授权用户来说，可用性指的是授权用户能够随时在授权频段内传送数据而不会受到来自 CR 用户的严重干扰；而对于 CR 用户来说，可用性是指 CR 用户在保证对授权用户不造成严重干扰的情况下，可以利用频谱空穴 (Spectrum Hole) 进行数据传送。尽管研究表明现在的授权频段中存在着大量的频谱空穴可以用于机会频谱接入 (Opportunistic Spectrum Access, OSA)，但 CR 用户的频谱可用性不受政策保护，CRN 能否达到随时随地的可用性需求还有待进一步的研究。

2. 完整性 (Integrity)

完整性就是要保证数据在网络传输的过程中没有受到恶意的篡改、插入、删除、重放等攻击行为的破坏。在易于遭受完整性破坏的分组数据业务中，数据包报头的一些字段，如下一跳信息、时间戳、跳数等，在传输的各跳节点间需要进行修改，因此完整性保护只针对不需要进行修改的用户数据部分。CRN 中除了用户数据外，还有很多重要的网络状态信息需要在节点之间或节点与基站之间进行传送，如可用频谱信息、设备配置信息等，为这些信息提供完整性保护对 CRN 的安全是至关重要的。

3. 机密性 (Confidentiality)

机密性同完整性是紧密联系的，完整性确保数据在传送过程中不被恶意篡改，机密性则保证传输中的数据对于非法实体来说是无法破译的，保证信息不会泄漏给非法实体。机密性主要是通过收发双方共享密钥进行加解密数据来达到的。由于 CR 用户接入网络是机会式的，频繁的频谱切换和有限的可用带宽都使得 CRN 的信道易错并具有较高的噪声干扰。然而目前所有保证机密性的技术都是依靠密码机制，密码在噪声条件下对于信道错误的敏感性导致

过多重传从而消耗大量的网络带宽，因此在 CRN 中设计保证数据机密性的技术是非常有难度的。

4. 不可否认性（Non-repudiation）

不可否认性用来防止发送方或接收方抵赖传送过的信息，也就是说，当接收方收到一条消息后，能够提供足够的证据向第三方证明这条消息的确来自某个发送方，而使得发送方企图抵赖发送过这条消息的图谋失败。同理，当发送一条消息时，发送方也有足够的证据证明某个接收方的确已经收到这条消息。在 CRN 中，一旦违反协议的恶意实体被发现，不可否认技术可以用来证实其错误行为，从而将恶意实体驱逐出网络或者受到惩罚。

5. 认证保护（Authentication）

认证是保证正在通信的实体与它所声称的身份符合。CRN 提供认证保护机制的主要目的是防止非法用户接入到网络中，确认通信实体的身份和权限是其必要的过程。从业务提供商的角度来看，认证使得非法实体无法进入网络或者享受到服务。大多数提供认证保护的网路都是依靠一个被网络中所有用户信任的认证机构（Certification Authority, CA）。典型的认证协议要求对等实体从认证中心取得其身份标识，然后通过双方交换并验证数字签名来进行认证。一旦双方的认证确立，常规通信就初始化了。在 CRN 中，通过用户合作检测所获得的可用频谱资源非常宝贵，防止非法用户夺取这些资源是非常有必要的，因此提供认证保护机制是 CRN 的基本需求之一。在集中式的 CRN 中，将认证服务器连接到骨干网从而对基站和用户设备进行认证是比较容易实现的。但是在分布式 CRN 中，没有基础架构设施，而且 CR 用户分散在较大的地理区域内，要提供集中的认证服务器的功能比较困难，建立对等实体之间的信誉系统（Reputation System）（见 8.4.2 节）是比较可行的机制。

6. 授权保护（Authorization）

授权是指赋予网络中的合法实体获取某些资源或进行某种操作的权利。不同的实体有不同的授权等级。例如，WLAN 网络中的无线接入点 AP 具有较高的授权级别，可以将较低授权级别的恶意节点从网络中排除，但是网络中其他用户就没有这样的特权。网络的访问控制策略描述了每一类用户的授权等级，用户在得到这些授权之前必须进行认证，然后授权机构（如网络运营商）根据用户的身份和自己的政策来赋予不同级别用户对不同资源的相应访问权力。在 CRN 中，对于授权机制的特殊要求称为有条件授权，之所以称为有条件，主要是因为 CR 用户只能在保证对授权用户通信不造成严重干扰的情况下获得利用授权频段进行数据传输的权利。这种有条件授权可能随时会因为用户的非法操作（如对授权用户或其他 CR 用户造成严重干扰）而被剥夺。无论在集中式还是分布式的 CRN 中，要精确指出到底是哪一个 CR 用户造成严重干扰从而剥夺其授权，实现起来都非常困难，因此有条件授权是 CRN 提供授权保护机制时面临的一个特有难题。

8.1.3 认知无线电技术引入的安全隐患

前文分析了 CRN 的特点及其安全需求，当这些需求得不到保障时，CRN 中就会存在很

多的安全隐患。一旦攻击者了解到这些安全隐患，就对 CRN 安全构成了严重的威胁，因此需要引起格外的重视。除了面临前面指出的传统无线网络由于传输媒介的开放性、终端的移动性等特点造成的安全隐患外，由于 CR 技术的引入^[3]，一些固有的可靠性问题也给 CRN 带来了新的安全隐患。

1. 要求CR用户对授权用户信号高度灵敏而带来的安全隐患

为防止对授权用户造成严重干扰，CR 用户在利用授权频段进行通信前，首先要检测授权用户的传输状态。为了尽可能地保证对授权用户不造成干扰(例如要求检测概率达到 99%)，对 CR 用户设备的检测器需要有苛刻的灵敏度要求。然而现阶段主要的三种信号检测方法：能量检测、匹配滤波器检测和循环平稳特征检测都不能很好地满足 CRN 中对授权用户高灵敏度检测的需求。因为匹配滤波器检测和循环平稳特征检测是基于波形的检测，也就是授权用户发射信号的波形和调制方式对于 CR 用户接收机来说是应该已知的。但在很多情况下，基于对授权用户的保护，CR 用户并不知道授权用户发射信号的先验信息。能量检测虽然不要求授权用户信号的任何先验知识，仅需要将检测到的信号能量值同预设的门限值进行比较判决，但其检测性能在速度和可靠性方面都次于基于波形的检测。如果要保证对对授权用户信号有非常高的检测灵敏度，就会引起较高的错检概率，从而导致频谱利用率的降低。频谱利用率的不断降低就会严重威胁到 CRN 可用性的安全需求，因此必须重视 CR 用户对授权用户信号高度灵敏而带来的安全隐患。

2. CR用户不可知授权用户接收机位置带来的安全隐患

如果 CR 发射机知道授权用户接收机的准确位置，就可以最大化地避免对授权用户造成干扰，但是基于对授权用户安全和隐私的保护，授权用户接收机的位置对于 CR 用户应该是不可知的，现有很多对干扰模型的研究，都是在授权用户接收机位置不可知的情况下最小化干扰温度。在 CRN 中，授权用户接收机位置不可知^[4]可能导致隐藏节点和暴露节点的问题，从而对授权用户造成严重干扰。不管这种干扰出于有意还是无意，基于对授权系统的保护，这些节点都会被剥夺利用频谱的权利。虽然最近有一些研究^[5]指出可以通过检测接收机能量泄漏来检测授权用户接收机，但仍然需要大量的研究来保证授权用户接收机不会受到 CR 用户的干扰。

3. 对CR用户检测周期的严格同步需求带来的安全隐患

在 CRN 中为了提高频谱检测的准确度，通常采用分布式检测方法^[6]，CR 用户在同步静默期进行快速的本地检测，并将检测结果汇报至基站进行融合，以判决所检测频段是否有授权用户在进行发送。因此，CR 用户进行本地检测时严格的时间同步是非常重要的，因为一旦有 CR 用户不同步，那么在其他 CR 用户开始同步静默检测时就会检测到非同步 CR 用户的发射信号并汇报给基站，基站判断为授权用户正在发送，从而停止所有 CR 用户在该频段的传送^[7]，这就会导致机会的丢失。然而，CR 用户之间严格的时间同步在某些大面积地理区域内是很难实现的。恶意攻击者也可以利用这一隐患使得其他 CR 用户无法接入网络，破坏网络的可用性需求。

4. 缺乏公共控制信道带来的安全隐患

不同于其他固定分配频段的无线网络，CRN 由于缺少预先确定的控制信道，因此当 CR 用户设备启动时，需要在全频段搜索来寻找控制信号。在重新建立连接及越区切换时也需要进行相同的操作，这就大大地消耗了用户设备能量并延长了用户接入网络的时间。在极端情况下，恶意攻击者可以通过持续干扰等行为使得其他合法 CR 用户无法搜索到控制信号，从而不能接入到网络中。

5. 基于不可靠模型的协议带来的安全隐患

现有的很多协作频谱接入和分配协议所采用的模型都不太适合于 CRN^[8]，如 Homo Egelis 类模型。假设网络中没有中心控制的结构，规则的执行依靠于参与的对等实体的自愿行为。恶意实体可以通过违反 Homo Egelis 模型的规则来获取更多的带宽和资源达到自己的自私目的，或者故意阻止其他用户获得资源，这就违反了授权保护机制的目的。CRN 中宝贵的频谱资源需要更加公平、可靠的模型来解决自私行为对网络公平性的破坏。

这些固有的可靠性问题一部分是源于无线电管理政策的限制，一部分是由于 CR 技术本身的不成熟而导致的。在了解 CRN 特有的安全隐患之后，8.14 节进一步分析 CRN 中存在的各种安全威胁。

8.1.4 认知无线网络的安全威胁及其防御机制

同传统的无线网络一样，CRN 也面临着各种各样的安全威胁。除了不可避免的自然因素对网络可用性造成的严重威胁外，网络中的另一大安全威胁就是纷繁复杂的攻击行为。在 CRN 中，定义网络攻击行为为任何会造成以下两种结果的行为：①对授权用户造成了严重干扰；②使 CR 用户丢失了接入频谱的机会。目前网络攻击行为有多种分类，如按攻击的性质可分为主动攻击和被动攻击；根据攻击行为的来源可分为内部攻击和外部攻击。这里采用 ISO 的分层模型来划分在不同网络层上可能实施的攻击，通过对 CRN 中存在的安全威胁有一个比较全面的了解后，再对应各层安全威胁提出了一些可行的防御机制。根据网络所面临的各种安全威胁，建立相应的安全防御机制，是网络部署安全策略的基本模式。被动式的安全防御机制已经在各种广泛应用的网络中有了较为深入的研究，已经有一些安全机制值得在部署 CRN 的安全机制时借鉴。但是对 CRN 安全威胁的研究才刚刚起步，对这些安全威胁的认识还比较肤浅，这里提出的这些安全机制只是希望能够起到抛砖引玉的作用，还需要更多的人投入时间和精力来研究 CRN 的安全防御机制。

1. 物理层

(1) 物理层安全威胁

在 CRN 中，物理层的主要功能是检测空闲频谱并利用空闲频谱进行数据传输。由于 CRN 的特殊性，可能需要在多个空闲频段间切换来传送数据，这就使得 CRN 的物理层^[9]比传统无线网络更复杂。CRN 物理层的安全威胁主要来自对空中接口的无线信道和物理层收发机发起的攻击行为，除了存在传统无线网络物理层的窃听、非授权接入等安全威胁外，还有一些 CRN 特有的安全威胁。下面将简要叙述 CRN 中可能存在的三种物理层安全威胁。

① 敌意干扰攻击 (Intentional Jamming Attack): 这是恶意 CR 用户在 CRN 中可以实施的最基础的攻击^[3]。恶意的 CR 用户通过在授权频段连续地发送信号来干扰授权用户和其他 CR 用户。当 CR 用户在多个授权频段采用高功率发射时, 这种攻击造成的破坏性更为严重。敌意干扰攻击在多个 CRN 的重叠区域实施时, 恶意实体能够随意地对其附近的授权用户和 CR 用户发起较长时间的干扰攻击而不会被勒令中断, 因为恶意实体在不受害节点所在网络基站的直接控制下, 不能马上制止这种干扰行为。尽管能量检测结合定位技术可以用来检测到这种攻击, 但是根据现在的技术水平要精确定位并惩罚恶意节点需要较长的时间, 在这期间网络性能已经受到了严重的影响。更危险的是当恶意节点是移动节点时, 可能会在未被发现之前就转移到其他地方继续进行攻击。

② 干扰授权用户接收机攻击 (Primary Receiver Jamming Attack): 恶意实体可以利用授权用户接收机位置的不可知性来故意对授权用户接收机造成严重干扰^[3]。干扰授权用户接收机攻击对授权用户造成的影响同敌意干扰攻击相似, 只是需要在这样的场景下实施: 靠近授权用户接收机的恶意节点参与到节点间的协作数据传送过程中, 虽然恶意节点检测到授权用户正在工作, 但它隐瞒了检测结果并要求其他 CR 用户都经过它转发数据。尽管在空间中其他地方的 CR 节点进行本地估算的干扰温度都低于设定的门限制, 但大量其他节点向恶意节点的数据传送会对授权用户接收机造成连续的干扰, 并最终让它无法接收信号, 而其他无辜的 CR 用户却还没有意识到自己对授权用户接收机造成的干扰。

③ 模拟授权用户攻击 (Incumbent Emulation Attack, IEA): IEA 对 CRN 物理层特有的频谱检测功能会构成极大的威胁^[10]。IEA 针对现有经典频谱检测技术的缺陷, 通过模拟授权用户信号的特征来发射信号, 从而干扰频谱检测过程。与敌意干扰攻击不同的是, IEA 只在空闲频段上进行, 攻击的目的不是对授权用户造成干扰, 而是夺取可以被其他合法 CR 用户利用的频谱资源。能量检测通过计算在某个频段接收到的信号的能量大小, 与判决门限比较来判断授权用户是否出现^[11, 12], 而不去区分这些信号是来自授权系统还是其他非授权系统, 这种过于简单的判决机制使得恶意或自私的 CR 用户可以很容易地破坏频谱检测过程。攻击者可以通过假冒授权用户在授权频段上发送无法被其他 CR 用户识别的信号, 从而阻止其他 CR 用户接入这个频段。对于循环平稳特征检测, 虽然可以识别出授权用户信号的本质特征^[13], 如符号速率、调制类型等, 但如果攻击者发送与授权用户信号有相同谱循环特征的信号时, 这种检测方法对防御 IEA 就失效了。

根据攻击的目的和手段, IEA 可以分为自私 IEA 和恶意 IEA。自私 IEA 攻击者一旦检测到空闲频谱, 就通过发送模拟授权用户信号特征的信号来阻止其他 CR 用户竞争频谱, 从而最大化自己的频谱使用。这种攻击多由一对自私 CR 用户通过建立一条专用链路来实施。与自私 IEA 不同, 恶意 IEA 攻击者可能并不将空闲频谱用于自己的通信, 其目的是阻止其他合法 CR 用户检测并使用空闲频谱, 造成 DoS 攻击。恶意 IEA 主要利用了 CR 用户接入频谱所遵循的两条规则: ①每个 CR 用户在检测到的空闲的频段上发送前都要等待一定时间以确保频段确实没有被占用; ②每个 CR 用户要周期性地检测当前使用的频段, 一旦发现授权用户信号马上切换到其他频段。这两条规则的出发点都是为了最大化保护授权用户, 但却为攻击者提供了 IEA 的机会。

(2) 物理层防御机制

物理层防御机制的主要目的是保护空中接口的安全性和 CRN 物理层功能的可用性。空中接口的安全性主要是保证 CR 用户的合法接入以及无线媒介中传送的数据不被窃听或篡

改,物理层功能的可用性主要是保证 CRN 物理层频谱检测过程的正常运行。目前 CRN 的物理层技术还在研究中,具体的物理层机制也还没有建立,针对上述的物理层威胁也还没有非常明确的解决方法。这里主要针对 CRN 物理层主要的三种安全威胁——窃听、干扰和模拟授权用户攻击提出一些已有的还有待进一步发展的解决方案,对于敌意干扰攻击和干扰授权用户接收机攻击这类特定场景下的物理层安全威胁,目前还没有提出很好的防御机制。

① 针对窃听和干扰攻击的防御机制。由于 CRN 中 CR 用户和授权用户共享频谱,窃听和干扰是两个非常严重的问题。CR 用户之间的窃听和干扰攻击与其在传统无线网络中造成的影响类似,但如果大量非授权 CR 用户对授权用户造成了窃听和干扰的安全威胁,就会对 CRN 的应用设置很大的政策上的障碍。针对这两个问题,CRN 的物理层传输如果采用扩频技术(直接序列扩频或跳频扩频),可以使得窃听或干扰信号变得比较困难,属于物理层的防御机制之一。扩频技术一方面对尝试截获信号的攻击者设置了障碍,窃听者要正确截获发射信号必须知道发送的频带、扩频码以及调制方式;另一方面也降低了来自其他无线电设备的干扰威胁。但与此同时应该建立起这样的意识,只有当跳频的模式和扩频码对窃听者来说是未知的,扩频技术的使用才是安全的。但是随着通信侦听技术的发展,从通信系统的电子对抗和电子反对抗技术研究中发展起来的自动调制方式识别,锁相循环等技术都为扩频信号的侦听提供了途径。CR 技术的应用,对于防御网络中的窃听和干扰攻击有其局限性[14],但同时也有一些其他网络所不具备的优势。如果在 CRN 的物理层采用扩频技术来防御窃听和干扰,带来的局限是因为 CR 可以利用的频谱带宽有限,会限制扩频的能力,而扩频技术的特点是信号的扩展频带越宽,其防御窃听和干扰的能力就越强。CRN 对抗这两种攻击具有优势的一点是因为 CR 可以在多个频段上进行通信,攻击者就需要同时在多个频段上发起窃听或干扰攻击,或者能够快速检测出 CR 用户切换到了哪个频段,这就对攻击者设置了很大的困难。

② 针对模拟授权用户攻击的防御机制。在 CRN 的物理层技术中,频谱检测是保证 CRN 通信的前提之一,因此保证频谱检测过程的可信度是非常重要的。然而物理层安全威胁之一的模拟授权用户攻击(IEA)对频谱检测技术是严重的威胁,它会严重干扰频谱检测过程并明显减少合法 CR 用户的可用频谱资源,解决这一安全威胁的关键是能够准确区分授权用户信号和其他 CR 用户信号。

文献[15]提出了一种基于 TV 授权系统的对抗 IEA 的安全机制——定位防御(Location-based Defense, LocDef)。LocDef 机制同时利用信号功率水平和发射机位置来验证检测到的信号是否来自授权信号发射机。

首先,TV 广播塔的位置是固定的,如果能够根据检测到的信号来定位其发射机的地理位置,则可以确定哪些来自偏离 TV 塔位置的发射机的信号不是授权用户信号。但是这个地理位置验证的过程并不能完全排除那些恶意 CR 用户,因为 CR 发射机可以在距离 TV 广播塔足够近的地方发射信号,所以接下来就需要将信号强度和信号源位置结合起来考虑,因为攻击者要同时模拟授权用户的发射机位置和信号能量水平是不可能的,若是在相同的位置进行发送,接收到的 TV 塔信号比模拟授权用户的 CR 信号要大几个数量级。通过这种机制,一旦检测到 IEA 后,就可以使用更精确地估算信号位置的方法来定位攻击者了。如图 8-1 所示,这种发射机验证机制主要包括以下几个步骤:

- 进行信号特征验证,判断信号特征是否符合授权信号特征。如果不符合则不再进行定位,直接通过判断其信号特性是否符合 CR 特征标准来确定是否为 IEA。如果符合授权特征信号,则转入执行第二步。

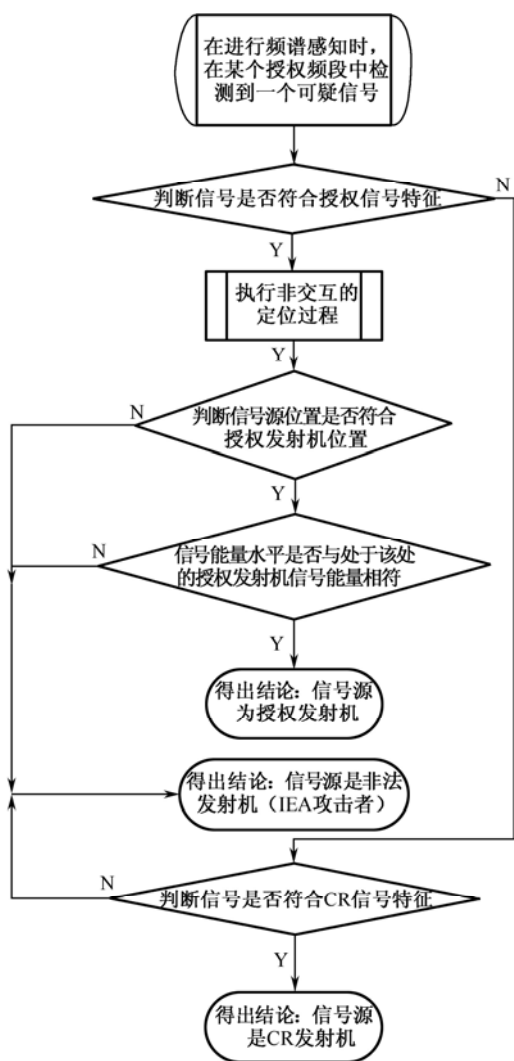


图8-1 发射机验证机制流程

面反射模型 (Two-ray Ground Reflection Model) 可以比较精确地测量这种大尺度的信号强度^[18], 模型为

$$RSS = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4 L} \quad (8-1)$$

式中, P_t 为发送信号强度, G_t 和 G_r 分别表示发射和接收天线增益, h_t 和 h_r 分布表示发射机和接收机高度, d 为传输距离, L 为其他系统损耗。在 DRT 的一次迭代中, 一对从 LV, 分别表示为 LV_1 和 LV_2 , 位置分别为 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) 。两个从 LV 同步地测量在目标频段的 RSS, 分别为 R_1 、 R_2 , 然后将数据发送到主 LV 进行校验过程。

(a) 假设第一个 TV 塔的位置为 (u_1, y_1) , 则主 LV 通过下面的式子来计算两个从 LV 与 TV 塔的相对距离比

$$\rho = \frac{\sqrt{(x_1 - u_1)^2 + (y_1 - v_1)^2}}{\sqrt{(x_2 - u_1)^2 + (y_2 - v_1)^2}} \quad (8-2)$$

- 执行非交互的定位过程, 对信号源进行定位, 判断其是否处于数据库中某个 TV 发射塔的位置。如果不是, 则判断为 IEA。如果是, 则转入执行第三步。
- 测量接受信号能量强度, 判断其是否与处于该位置处的 TV 发射塔能量水平相符。如果相符, 则检测到的信号来自授权发射机。如不符, 则判断为 IEA。

目前在 CRN 中, 对第一步和第三步涉及的技术问题都已有很多的研究, 这里最棘手的问题就是对信号源进行定位。信号定位问题在其他研究领域虽然已经有很多解决办法^[16~18], 但很少已有的研究可以直接应用在 CRN 中。因为规定 CRN 不能要求授权系统做出任何改变, 位置的估算和校验机制都必须是非交互式的, 也就是说位置估算器或校验机不能通过与信号发射机进行交互来估算或校验其位置。

接下来主要讨论的问题就是授权信号发射机 (POST) 定位问题。可以利用三种不同的技术来解决这个问题: 距离比较验、距离差校验^[19]和基于 RSS 的“快照”技术^[15]。

① 距离比较验 (Distance Ratio Test, DRT)。通过从一对位置校验器 (Location Verifier, LV) 得到接收信号强度 (Received Signal Strength, RSS) 的测量值来校验发射机位置。对于高发射塔的 TV 系统, 利用双线路

(b) 主 LV 通过测得的 RSS 值来计算相对距离比

$$\rho' = \frac{d_1}{d_2} = \sqrt[4]{\frac{R_2}{R_1}} \quad (8-3)$$

式中, d_1 和 d_2 分别表示 LV₁ 和 LV₂ 与信号源的位置。

(c) 主 LV 检验 ρ' 是否满足

$$\rho' \in \left[\frac{\rho}{(1 + \varepsilon_1)}, (1 + \varepsilon_1)\rho \right] \quad (8-4)$$

式中, ε_1 (≥ 0) 是最大误差值, 包括测量误差和建模误差。

如果不满足式 (8-4), 则表明接收到的信号源位置与该次计算所用的 TV 广播塔位置不符, 接下来需要根据另一个 TV 塔的位置重复上面的步骤。如果尝试了在数据库中的所有 TV 塔位置信息, 检测到的信号源位置都不符合, 则判断该信号源是 CR 发射机。

利用 DRT 技术可以快速确定信号发射机是否是 TV 塔, 但它的一个缺点就是有效性会受到传输模型精确度的影响。因为传输模型是受各种环境变量影响的, 不同的传输环境需要使用不同的参数, 有时更需要使用完全不同的传输模型。双线地面反射模型适用于授权系统为 TV 发射塔的场景, 但当授权系统改变时 (如变为蜂窝系统), 所使用的传输模型就要相应地进行调整。

② 距离差校验 (Distance Difference Test, DDT) 技术。利用了信号源与 LV 距离不同, 则信号到达时的相位也不同的特性。当授权网络是 TV 广播系统时, 因为 TV 信号中插入了周期性同步脉冲或符号, 两个 LV 可以很快地测量出相对的相位差。相位差可以转换为时间差, 进而转化为距离差。这种技术也称为 TDOA (Time Difference Of Arrival)^[16], 是比较经典的定位方法之一。DDT 的迭代算法类似于 DRT。

(a) 两个从 LV 与 TV 塔的距离差

$$s = \sqrt{(x_1 - u_1)^2 + (y_1 - v_1)^2} - \sqrt{(x_2 - u_1)^2 + (y_2 - v_1)^2} \quad (8-5)$$

(b) 根据时间差计算距离差

$$s' = c(t_1 - t_2) = c\Delta t \quad (8-6)$$

(c) 主 LV 检验是否满足

$$s' \in [s - c\varepsilon_2, s + c\varepsilon_2] \quad (8-7)$$

从而判断信号源是否是 TV 发射塔。

尽管 DDT 没有 DRT 受传输环境影响的缺点, 但 DDT 需要 LV 之间严格的时间同步 (精确到几百纳秒), 成本非常高。

③ 基于 RSS 的“快照”技术。前两种技术一次都只能定位一个信号源, 而这第三种技术通过部署一个传感器网络来得到整个网络的 RSS 测量值的一幅“快照”, 从而得到一个具体时刻的全网的信号源分布图, 这样就可以同时定位多个信号源位置。在具有多个移动 CR 恶意节点的网络中, 这种基于 RSS “快照”的方法可以有效地发现多个实施 IEA 的恶意节点。之所以使用“快照”的办法来得到 RSS 的分布图, 是因为路径损耗在不断变化, IEA 攻击者也可以不断变化位置或发射功率来逃避定位, 造成 RSS 测量值在一段时间内变化剧烈, 不能得出准确的信号源位置。除此之外, 利用传感器网络得到的 RSS 原始数据并不能明显表明一些 RSS 峰值, 需要采用基于局部平均的数据平滑技术来对 RSS “快照”进行处理, 使得 RSS 的分布图可以明显指示 RSS 的峰值, 也就是信号源的位置。

这种通过信号强度和位置来确定信号源的方法仅局限于授权系统是 TV 系统的场景，而未来 CRN 的应用可能会扩展到其他授权频段，例如，蜂窝网络，用户都是移动的，并且有很低的发射功率。考虑到这些类型的授权用户，要构建有效的防御方法更加困难。这个问题的一种可能解决方法就是利用 REM 的概念，REM 是一个整合的数据库，为 CRN 提供多个领域的综合信息，包括无线电设备的位置和行为信息。假设这些信息是可靠的并且位置校验器可以获得，那么就可以根据检测到的位置和行为信息与在 REM 中存储的信息进行比较，从而来验证授权发射机。REM 的具体实现思想将会在 8.4 节进行详细阐述。

2. 链路层

(1) 链路层安全威胁

作为网络协议栈的第二层，链路层的主要目的是将数据从一个节点经过一跳传送到另一个节点。媒体接入控制 (MAC) 层是链路层最重要的子层，负责进行信道分配。在 CRN 中，MAC 层主要负责将检测到的空闲频谱分配给需要的 CR 用户，频谱分配的目标是在最小化对授权用户的干扰及保证一定公平性的前提下，最大化频谱利用率。因此链路层的安全威胁主要是对频谱分配公平性的破坏，保证信道分配的公平性是链路层安全的一个主要方面。在传统的无线网络中，衡量信道分配机制的公平性指标主要为信噪比 (SNR)，但在 CRN 中还需要考虑一些其他性能参数，如可用信道的持续时间、信道的切换时延等，因此要保证 CRN 中信道分配的公平性较之于传统无线网络将更为复杂。下面主要介绍 CRN 链路层可实施的四种新的攻击手段^[20]。

① 偏袒效用攻击 (Biased Utility Attack)：自私的 CR 用户可以通过修改 MAC 层进行频谱分配的效用函数的参数来增加自己所获得的带宽。如果其他 CR 用户或者基站无法检测到这种异常行为，将会导致其他 CR 用户的可用频谱资源的减少。

② 异步感知攻击 (Asynchronous Sensing Attack)：在其他 CR 用户进行同步静默期检测的时候，恶意 CR 用户选择异步发送信号，从而使得基站或其他 CR 用户误以为检测到的是授权用户发送的信号，导致频谱机会的丢失。这种攻击的方法利用了链路层的同步静默期检测机制，所以在这里归为链路层的安全威胁。

③ 虚假反馈攻击 (False Feedback Attack)：恶意用户通过反馈虚假的频谱检测或分配信息来破坏频谱分配的公平性或引发其他节点的错误行为，这种攻击行为就是虚假反馈攻击，在集中式和分布式的 CRN 中都可以实施。在集中式的 CRN 中，虚假反馈攻击通常发生在恶意节点通过向基站汇报虚假的频谱感知信息的场景下，但由于基站是通过信息融合来进行判决的，要实施这种攻击，需要大量的恶意节点汇报相同的虚假信息，其效率是比较低的。而

在分布式的 CRN 中，CR 用户通过交互信息来进行协作信道分配，在协作的过程中，一个或一组恶意用户关于授权用户频谱占用情况的虚假反馈信息就可能导致其他 CR 用户做出干扰授权用户或丢失频谱接入机会的决定，从而违反了链路层协作检测机制的初衷。举例来说，在图 8-2 的分布式 CRN 场景中，五个 CR 用户， S_1 、 S_2 、 \cdots 、 S_5 ，其中 S_2 与授权用户发射机距离较近。假设 S_2 是一个恶意用户，当授权用户发射机开始使用其授权频段时， S_2 检测到了其发射信号，但

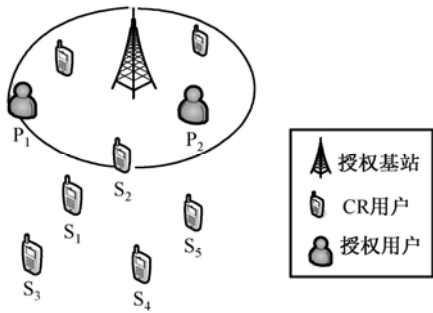


图 8-2 分布式 CRN

是却对其他 CR 用户隐瞒了这一信息。另一方面, CR 用户 S_1 刚好在授权用户基站的发射范围之外, 因此没有检测到授权用户的出现, 同样 S_3 、 S_4 和 S_5 都没有检测到授权用户的出现。这样, 任何来自 S_1 、 S_3 、 S_4 或 S_5 的发射信号都会对授权用户发射机范围内的授权用户接收机造成严重干扰。同理, 自私的 CR 节点可以通过反馈虚假的本地检测信息, 谎称没有与相邻节点相同的可用信道集合, 从而独占本地的可用频谱资源。这种自私行为获得的利益有两方面, 一是提高自己的吞吐量, 二是通过拒绝转发其他节点数据包来节省自己的能量消耗。

④ 饱和控制信道攻击 (Control Channel Saturation Attacks): 在 CRN 中, 主要通过分布式的频谱检测来确定空闲频谱并将其映射为可用逻辑信道。在集中式的 CRN 中这些可用逻辑信道信息经过融合, 由 CR 基站动态地进行信道分配。而在分布式 CRN 中, CR 用户之间需要交互本地频谱检测信息来协商进行信道分配。无论是哪种类型的网络, 频谱检测信息和信道分配信息都需要在公共控制信道中进行传送。在 CRN 的链路层中, 公共控制信道既是网络性能的瓶颈, 也是安全的关键点。公共控制信道之所以成为网络性能的瓶颈, 是由于业务流量的增大会引起频繁的控制信息交互, 从而可能造成控制信道饱和, 另外控制信息数据包的碰撞会降低控制机制的有效性, 同时影响信道协商分配过程, 这两种情况都会造成网络性能的下降。成为安全的关键点是因为攻击者可以通过发送大量伪造的 MAC 控制信息来造成饱和控制信道攻击, 这样合法的 CR 用户就无法利用控制信道来协商数据信道的分配了, 从而造成 CRN 不可用。

(2) 链路层防御机制

CRN 中链路层的攻击行为本质上是破坏链路层协议合作的特性, 主要表现为两个方面: 自私节点通过破坏公平规则, 最大化自己的可用频谱资源和吞吐量; 恶意节点则利用链路层协议的安全漏洞, 对其他节点发起 DoS 攻击。针对这些攻击行为的本质特征, 链路层防御机制的核心思想就是增强信道分配协议的鲁棒性, 防止攻击行为破坏链路层的信道分配过程。如何利用效用函数及公共控制信道进行信道分配和协商在目前的 CRN 中还没有非常成熟的机制, 因此这里仅对异步感知攻击和虚假反馈攻击提出一些可行的防御机制。

① 针对异步感知攻击的防御机制。对于恶意 CR 用户利用 MAC 层静默期检测机制来发动的异步感知攻击, 由于这一攻击同模拟授权用户攻击的本质是相同的, 都是通过模拟授权用户来造成合法 CR 用户利用频谱机会的丢失, 因此利用区分授权用户信号和 CR 信号来进行防御。从前面对模拟授权用户攻击的防御机制来看, 要正确区分授权信号和 CR 用户信号对目前的 CRN 来说还是比较困难的, 物理层的检测算法在没有先验信息的条件下, 都无法进行正确的分辨, 因此将其他层的一些信息和物理层检测结合起来的跨层设计思想也可以为防御机制的设计提供有用的帮助。

② 针对虚假反馈攻击的防御机制。在集中式 CRN 的链路层中, 频谱检测的结果在基站进行融合判决, 因此可采用安全子层对在公共控制信道中传送的 MAC 帧进行认证和完整性保护, 防止节点采用虚假反馈攻击破坏链路层公平的信道分配机制, 或者采用饱和控制信道攻击造成网络不可用。另外借助于对发送虚假信息节点的反向追踪, 可以有效地减少网络中此类的攻击行为。

然而在分布式 CRN 中, 由于缺乏可信实体作为服务器控制密钥分发来进行加密认证和完整性保护, 应用安全子层非常困难。因此, 采用相邻节点监视机制应该更适合于分布式 CRN, 建立起节点之间的信誉系统将恶意节点排除在网络之外。信誉系统的具体思想会在后面的内容中详细地讲述。

3. 网络层

(1) 网络层安全威胁

链路层保证了节点到节点间一跳的数据包传递，而网络层则保证端到端（源到目的）的数据包传递。在集中式的点到多点的 CRN 中，基站与其管理下的用户节点都是一跳的路径，因此不存在对其路由的攻击。而对于分布式的 CRN，节点之间的通信大多都是通过多跳路径来完成的，因此网络层路由的功能非常重要。CRN 的网络层安全威胁主要是对路由功能的破坏，因此同样会面临移动 Ad Hoc 网络中针对路由的很多攻击行为，如路由表溢出攻击^[1]、虫洞攻击、黑洞攻击和拜占庭攻击^[3]等。此外，CRN 中每个节点都可能有多条可用信道，每个节点的路由选择都会对全局网络产生影响，因此 CRN 的网络层还可能面临以下这些特有的攻击行为^[21]。

① 网络隐寄生攻击（Network Endo-Parasite Attack, NEPA）：NEPA 攻击通常发生在认知 Mesh 网络中。网络中的每个节点都有自己的可用信道集合，节点间根据信道负载情况（即其他节点使用同频信道的情况，如果很多节点使用该信道，则信道负载较重）、到有线网关的距离（一般以跳数为单位）以及相邻节点的信道分配来决定自己使用的信道。通常情况下，一个节点会使用在其干扰范围内没有被其他节点占用的较小负载的信道，并将自己最新的信道使用情况报告给周围节点，而恶意节点则不管信道的负载情况，一律使用高优先级的信道，由于距离有线网关较近的链路上使用的信道具有较高的优先级且负载较重，所以受干扰的链路会沿着恶意节点传到有线网关，因此称为寄生攻击（Parasite Attack），而且恶意节点并不将自己改变后的新的信道使用情况信息报告给相邻的节点，对负载过重的信道的使用是隐蔽地在进行，因此称为隐寄生（Endo-Parasite）。使用这些较重负载信道的链路会受到严重的同频干扰，可减少可用带宽进而降低整个网络的性能。

② 信道显寄生攻击（Channel Ecto-Parasite Attack, CEPA）：CEPA 是 NEPA 的一个特例，只对攻击的策略做了细微的改变，实施 CEPA 的恶意节点将其所有的连接都使用最高优先级的信道。CEPA 对这些信道的过度隐蔽使用使得网络性能急剧下降，攻击效率很高，但同时这种攻击的极端性也使得恶意节点很容易暴露，所以称为显寄生攻击。

③ 低开销涟漪效应攻击（Low cOst Ripple effect Attack, LORA）：在 LORA 中，恶意 CR 节点将带有欺骗性质的信道分配信息发送给自己的所有邻居节点，迫使其他节点根据这些虚假的信道分配信息不断地调整自己所使用的信道，从而把网络引向一种准稳态（Quasi-stable State）。这种攻击与 NEPA 和 CEPA 不同的是恶意节点并没有改变自己的信道分配，不需要进行信道切换，因此开销较低。LORA 比前两种攻击更具破坏性是因为虚假的信息导致其他节点改变自己的信道分配，这种效应会连锁地覆盖到网络的很大面积，造成很多节点转发数据包的能力长时间被破坏，造成涟漪效应。值得注意的是欺骗性的信道分配消息所选的不是高优先级的信道，而是一些中等优先级的信道。这是因为高优先级信道的负载情况会影响到靠近网关的链路从而很快会进行调整，就不会产生所谓的涟漪效应。

(2) 网络层防御机制

由于网络层面临的主要威胁是对路由的破坏，因此现有的一些认证和完整性机制，无论是跳与跳之间还是端到端的，都可以用来保证路由信息的正确性，例如，数字签名、单向哈希函数（One-way Hash Function）、哈希链（Hash Chain）、消息认证码（Message Authentication Code）等都在广泛使用。IPsec 是在 Internet 的网络层使用的安全协议，提供网络层数据包认

证和加密，可以用于 CRN。这里主要针对在 CRN 中破坏性特别大的虫洞攻击、黑洞攻击和 CRN 层特有的 NEPA、CEPA 和 LORA 攻击提出一些防御机制。

① 针对虫洞攻击的防御机制。由于在网络层实施的虫洞攻击会给分布式 CRN 带来很大的安全威胁，因此这里主要对现有的虫洞攻击的防御机制做一些简要的介绍。虫洞攻击通过在两个恶意节点间建立一条隧道，攻击者在隧道的一端记录接收到的数据包，通过此隧道将数据包传递到隧道的另一端，然后再重放。在这两个恶意节点之间建立起来的隧道称为一个虫洞，由于隧道传送数据包的速度很快，因此可以吸引较大的数据流。攻击者可以主动丢包或者改变数据包内容，可以阻止节点发现虫洞之外的其他路由。现在防御虫洞攻击的研究方向主要是基于硬件设计和信号处理的虫洞检测技术，将入侵检测系统和传统防御方法结合起来也是一种解决方案，但是后面这种基于软件的方案很难孤立恶意节点，因为虫洞转发数据包的行为同合法节点是一样的。这里简要介绍几种虫洞检测技术：数据包约束技术^[22]、SECTOR 技术^[23]和基于监听与信赖的技术^[24]。

(a) 数据包约束 (Packet Leashes) 技术：约束是指附加在数据包上的信息，用来限制数据包的传送距离。一个临时的约束为数据包的生存时间 (TTL) 设定一个期限，从而达到对数据包传送距离的限制。发送者将传送时间和位置包含在信息中，接收者检查收到的数据包是否在规定的时间内经过了它和发送者间的距离。临时的数据包约束要求严格的时钟同步和精确的位置信息。

(b) SECTOR 技术：使用特殊的能接收单个二进制位的硬件收发器来计算通信双方的精确距离，接收节点可以据此确定所收的数据包是由合法路径传输而来还是由恶意节点通过隧道传输而来的。由于此方案需要安装特殊的硬件设备，所以限制了它的使用范围。

(c) 基于监听与信赖的技术：这种方法首先假设网络节点天线都是全向的，并支持混杂模式 (Promiscuous Mode)，这样源节点在发出数据包之后可以对邻居节点进行监听，根据转发时间可以对邻居节点进行信任评估。在源节点发送数据包之前，根据邻居节点的信任值进行选择。如果邻居节点是虫洞攻击的恶意节点，那它转发数据包不可能被源节点监听到，也就是说恶意节点的信任值是最低的，从而不会被选择，这样自然就孤立了恶意节点，也避免了虫洞攻击的危害。

② 针对黑洞攻击的防御机制。在网络层实施的另一种攻击——黑洞攻击也会对 CRN 造成严重的威胁。黑洞攻击分为两步，首先，恶意节点企图截获数据包，通过路由协议向其他节点广播，声称其具有通向某个目的节点的合法路由，即使这个路由是不存在的。然后，恶意节点将截获到的数据包全部丢掉而不向前发送，这样就形成一个数据包的黑洞，只有接收没有转发，但这样大量的丢包行为存在风险，邻居节点会监测此恶意节点实施的攻击行为并举报。在文献[23]中提出了一种 Ad Hoc 路由协议 SAR (Security-Awareness Routing Protocol) 用来防御黑洞攻击。SAR 基于按需路由 (AODV 或 DSR)，在路由请求消息 (RREQ) 中加入一个安全度量标准 (SA)，并使用一种新的路由发现机制。对于收到带有某个特定 SA 的 RREQ 消息的中间节点，如果 RREQ 的 SA 能够满足要求，则中间节点就将此 RREQ 消息洪泛至相邻节点，不满足则丢弃。如果能够找到一条满足 SA 的端到端的路径，则目标节点产生一条路由应答消息 (RREP)。如果目标节点没有找到一条满足 SA 的路径，则向源节点发送一条消息建议发送者调整其 SA 以找到可用路由。在执行 SAR 时需要将用户身份和相应的 SA 联系起来。为了防止身份假冒，需要更强的接入控制机制。在 SAR 中共享密钥用来产生各个 SA 等级的对称加密、解密密钥，如果节点的 SA 等级和收到的 RREQ 或 RREP 消息所

含的 SA 不同, 则不能进行解密。

上面这几种网络层的安全防御机制在移动 AdHoc 网络中进行了比较深入的研究, 由于 CRN 的网络层面临同样的安全威胁, 因此这些防御机制在 CRN 中也是可以部署的。

③ 针对 NEPA、CEPA 和 LORA 的防御机制。对于 CRN 的网络层特有的三种攻击 NEPA、CEPA 和 LORA, 如果仅仅使用认证和加密技术来建立邻居节点间的信任, 不仅会增加网络的复杂度, 而且也不能很好地解决恶意节点的问题。在文献[21]中提出了一种利用改进路由和信道分配算法的思想来防御这三种攻击行为。文章指出如果节点在它们进行频谱切换时能够进行频谱检测来扫描并检查周围节点使用的信道分配, 就可以解决 NEPA 和 CEPA 中对高优先级信道的潜在过度使用和 LORA 的虚假信息报告问题。虽然在 CRN 中, 频谱切换是必不可少的, 但是经过频谱分析和决策之后选择的信道理应是通信质量较为优良的信道, 相应的信道分配还是可以维持比较长的时间, 对于频繁的切换导致 CRN 不可用的情况, 很大可能是因为网络中的恶意攻击行为造成的。

4. 传输层

(1) 传输层安全威胁

传输层为应用进程之间提供端到端的逻辑通信, 主要负责流量控制、拥塞控制及端到端的差错检测。现有的传输层协议主要有两个: 用户数据报协议(UDP)和传输控制协议(TCP)。TCP 协议的性能常常用平均往返时延 RTT 进行衡量, 而 CRN 中 CR 用户由于频繁的频谱切换, 将导致实际数据包传输的 RTT 大大增加, 而为有线网络传输层设计的 TCP 协议将会误以为是传输错误导致数据包丢失而触发重传。这是因为 TCP 协议无法分辨数据包的丢失是由于拥塞、随机错误还是恶意攻击引起频谱频繁切换造成的, 所以当发生丢失时 TCP 协议就会对数据发送进行拥塞控制, 从而造成网络性能的急剧下降。

在 CRN 中如果继续使用传统网络的传输层协议, 那么也会存在着移动 Ad Hoc 中常见的 SYN 洪水攻击(SYN Flooding Attack)、会话劫持攻击(Session Hijacking Attack)和密钥耗尽攻击(Key Depletion Attack)等^[1]。SYN 洪水攻击主要利用 TCP 协议的三次握手连接机制(Three-way Handshake)对受害节点发送大量的 SYN 连接请求, 造成受害节点的缓存区溢出, 从而无法接收来自其他合法节点的连接请求; 会话劫持攻击中, 攻击者作为第三方参与到一次正常的会话过程中, 可以在双方的会话当中进行监听, 可以插入恶意数据, 甚至可以是代替某一节点接管会话; 密钥耗尽攻击主要是利用 CRN 中较高的 RTT 和频繁的重传来破坏其加密系统, 因为 CRN 的这两个特点意味着传输层的会话只能持续较短的时间, 这就导致使用中大量的会话需要初始化。大多数的传输层安全协议, 例如, SSL 和 TLS 在每个传输层会话初始时进行加密, 而大量使用密钥就有可能出现重复密钥的情况, 因此可以破坏加密系统。

(2) 传输层防御机制

目前对 CRN 的传输层还没有很多研究成果, 安全方面的研究在本书的写作阶段也还是一片空白, 但从传输层的安全威胁可以看出, Internet 传输层现在使用的 TCP 协议不适合于 CRN, 其中为解决有线网络发送错误的重传机制和拥塞控制机制, 如果应用在 CRN 的环境下会造成系统吞吐量的急剧下降, 因此改进传输层的运行机制, 制定新的传输层协议对于 CRN 是非常必要的。

另外，虽然现有的建立在 TCP 协议之上，为高层协议提供数据封装、压缩、加密等基本功能的 SSL/TLS 协议也可以防御一些攻击，例如中间人攻击、假冒攻击和重放攻击等，但 SSL/TLS 协议都是基于公钥加密的，需要强大的 CPU 处理能力和集中的管理配置，而 CR 终端设备有限的计算能力以及分布式网络缺乏可信管理实体的特点都限制了这些机制的应用，只有对 SSL/TLS 机制做一些突破性的改革才能满足 CRN 的特殊需求。

5. 应用层

(1) 应用层安全威胁

应用层是通信协议栈的最后一层，同 CRN 中的其他层一样，CRN 的应用层也非常容易受到攻击。应用层通常支持 HTTP、SMTP、TELNET、FTP 等多种协议，这些协议存在的安全漏洞为攻击者提供了机会。运行在网络层的协议需要依靠下层对其提供的服务，因此任何对物理层、链路层、网络层或传输层的攻击都会影响到应用层的安全。应用层服务最重要的衡量参数就是服务质量（Quality of Service, QoS），保证 QoS 在多媒体应用中尤为重要。在 CRN 中，由于频谱频繁切换导致的物理层和链路层时延、网络层攻击导致的错误路由以及传输层频繁的密钥交换最终都会造成应用层协议 QoS 的大大降低。对攻击者来说，由于应用层包含了很多重要的用户数据，它们最终追求的信息都存在于应用层中，对应用层直接进行攻击是很有吸引力的。常见的对应用层进行直接攻击的方式主要有以下几种。

① 恶意代码攻击（Malicious Code Attack）：恶意代码（如病毒、蠕虫、间谍软件、特洛伊木马等）可以对操作系统和用户应用造成攻击，这些恶意的程序可以通过在 CRN 中传播来降低整个网络的性能或破坏网络的可用性。攻击者可以通过恶意代码侵入其他 CR 用户设备，改变其参数配置或破坏其功能，使受侵的 CR 设备也成为 CRN 中的安全隐患。例如，通过破坏 CR 设备的频谱检测功能，导致 CR 设备检测错误从而可能出现干扰授权用户的情况。

② 否认攻击（Repudiation Attack）：否认攻击主要是指对参与的部分或全部通信行为的抵赖。例如，一个自私的实体会对一次利用信用卡网上购买的行为抵赖，或者对任何网上银行交易进行抵赖，这是在商业系统中一类典型的否认攻击。数字签名是抵御否认攻击的较好方法，但如何在缺乏基础架构设施的分布式 CRN 中提供这些功能是首先需要思考的一个难题。

(2) 应用层防御机制

作为高层的防御机制，应用层采用的安全技术除了防御应用层面临的安全威胁，还应该处理一些低层无法解决的安全问题，站在全局的高度去评估整个网络的安全状态，然后将安全策略分配到各个层去解决具体的安全威胁。现有的应用层防御机制绝大多数是依靠部署一些防御软件来实现的。这里对可以在 CRN 应用层部署的一些防御机制做简要的介绍。

应用层的防火墙技术可以有效地抵御很多网络外部的恶意代码攻击，但对于来自网络内部的攻击却是非常脆弱的，而且在分布式 CRN 中，由于缺乏基础架构设施，防火墙的位置也是一个问题。

入侵检测系统（Intrusion Detection System, IDS）可以作为安全的第二道防线，在 CRN 的应用层部署 IDS 是很有必要的，因为有一些攻击行为，在低层看来可能是合法或者需要很长时间才能发现的。例如，大量的没有进行任何实际操作的服务连接，在应用层就可以很快地察觉到，然后响应。

另外，对应用层的软件的保护也是防御机制中应该考虑的，因此 CR 技术强大的可重配置功能从现阶段的研究看来都是基于软件无线电技术来实现的，保护这些软件的完整性也是应用层的安全挑战之一，通过对软件进行加密的方法是目前看来行之有效的解决方案。

6. 跨层

(1) 跨层安全威胁

跨层攻击意味着在某一层进行的恶意操作可能威胁到其他层的安全。对于 CRN 来说, 协议栈中各层信息的大量交互是其固有的需求, 因此跨层攻击需要引起特别的注意。在这里主要讨论两种典型的跨层攻击行为。

① 水母攻击 (Jellyfish Attack): 水母攻击在网络层实施, 但其影响涉及传输层, 特别是 TCP 协议的性能, 以降低 CRN 的吞吐量。之前讲到的网络层攻击行为主要是破坏了路由层的协议规定, 但水母攻击却会遵照所有的路由转发协议要求, 只是利用了 IP 数据包协议中的一些漏洞, 如没有规定必须按顺序转发数据包等, 因此在网络中非常难以检测到这种攻击行为^[25], 在攻击造成网络无法正常运行时可能才被发现, 就像水母在蜇伤其他生物之前也是很难被发现的。水母攻击有三种变型^[26]: 乱序、丢包和时延变化。在乱序攻击中, 通过恶意节点的数据包被故意或周期性地打乱顺序后再进行转发, 利用 TCP 协议对乱序数据包的脆弱性导致重传降低吞吐量; 掉包攻击是指恶意节点周期性地丢掉通过它的部分数据包, 这种攻击类似于前面提到的网络层的黑洞攻击, 但攻击者结合 TCP 的发送窗口大小更聪明地丢包, 不易被察觉, 而且若精心设计, 可以造成 TCP 协议接近零吞吐量; 时延变化攻击主要是指恶意节点随机地延迟通过它的数据包, 使 TCP 的计时器失效从而导致拥塞。尽管这几种攻击主要是针对移动 Ad Hoc 网络提出的, 但也同样适用于分布式的 CRN。文献[4]提出了水母攻击的第四种变型, 攻击者通过链路层攻击导致受害 CR 用户频繁切换信道, 造成链路层和网络层相当大的时延, 引起 RTT 超时重传, 大大降低了 TCP 吞吐量。以上这些攻击行为都是在网络层看来都可能是正常的信道错误引起的, 所以难于被检测到, 但是却可以在传输层达到拒绝服务攻击的目的。

② 路由信息干扰攻击 (Routing Information Jamming Attack): 这种攻击通常在分布式 CRN 链路层实施, 它主要利用其缺乏公共控制信道和频谱切换时延较大的特点来干扰邻居节点之间的路由信息交换^[3], 从而达到对网络层的破坏。路由信息交换过程受到干扰会导致网络使用陈旧的路由信息, 数据包在信源与信宿节点路径间传递时选择错误的路由。路由信息干扰攻击实施的场景如下: 恶意节点在受害节点准备交换路由信息时发起导致频谱切换的攻击, 受害节点停止一切正在进行的通信, 机会式地选择新的频段接入来继续数据传送, 并扫描整个频谱确定邻居节点并告知其使用的新的频段, 当所有这些步骤完成时, 受害节点才开始与邻居节点交换新的路由信息, 之前所有经过该恶意节点的数据包都使用陈旧的路由信息, 可能会导致很多数据包的丢失。这种攻击如果沿着信源节点与信宿节点的最小割实施会造成更严重后果。

(2) 跨层防御机制

由于跨层攻击的本质是通过破坏某一层的正常运行来对其他层的性能造成影响, 因此保证其攻击行为所在协议层的正常运行是跨层防御机制的设计思想。这里对已经有一些研究的水母攻击简要介绍一些应对的防御机制。

水母攻击的四种变型都可以使得传输层的吞吐量急剧下降, 但由于其并没有破坏网络层数据传送的规则而难于被检测到, 因此应对水母攻击的防御机制更多是侧重于零吞吐量的情况发生后如何进行调整恢复。一旦一条路径被检测出吞吐量为零, 网络层就会重新建立一条路由来继续通信。对于只有一条唯一路由的源路由协议, 需要从源节点重新发送新的路由请求消息, 每一跳路径的建立都要尽量避免包含前面路由经过的节点, 因为水母攻击没有违反

协议要求，网络并不知道这种零吞吐量是由于链路拥塞、信号衰减或其他正常的网络突发错误造成还是由于恶意攻击造成的，而且网络也没有足够的信息来建立一个恶意实体的“黑名单”。另外一种方法就是部署多条路径，但多径路由需要克服多条路径带来的时延变化，因此需要对 TCP 协议进行重新设计以支持多径路由。还有一种方法就是建立备份路由，这时就需要将所有路由应答消息缓存起来，以便当前路由失效的时候进行备用。

上面对 CRN 中各个层的安全威胁进行了简要的总结，但仔细分析各层的攻击行为之后，可以发现还有一些安全攻击可以在多个层上实施而不是针对特定的某一层，如 DoS 攻击就可以在 CRN 的多个层上实施，造成授权用户或 CR 用户无法接入网络或使用系统资源。在物理层，攻击者可以通过强信号干扰来破坏其他合法 CR 用户正常通信，也可以通过模拟授权信号阻止其他合法 CR 用户无法接入网络，从而造成 DoS 攻击；在链路层，攻击者通过破坏 MAC 层分配信道协议的公平性来独占信道，或通过饱和公共控制信道阻止其他用户接入信道，从而造成 DoS 攻击；在网络层，攻击者可以通过篡改路由控制数据包，选择性丢包，路由表溢出等攻击中断路由过程从而造成 DoS 攻击；在传输层和应用层，SYN 洪水、会话劫持和恶意程序都可以造成 DoS 攻击。应对 DoS 攻击，需要在不同的层来进行防御，例如，在物理层可以通过识别授权用户信号来防御模拟攻击者企图利用 IEA 造成的 DoS 攻击，在网络层可以使用端到端的认证机制来防御攻击者伪造路由信息或重放过期的路由信息来饱和和控制信道。当然也可以综合多层安全机制来应对多层攻击，例如，节点通过高层检测到本地入侵，告知低层进行进一步的处理。

8.2 认知无线电网络的入侵检测系统

安全防御机制根据防御的手段可以分为主动式和被动式两种。被动式的安全防御机制是传统的静态安全防御技术，主要通过预防性的安全技术来阻止恶意攻击的实现，如网络加/解密技术、防火墙技术、身份验证技术、数字签名技术等，它为网络安全提供了第一道防线。当攻击者利用防御机制设计或执行上的缺陷穿越过这第一道防线时，主动式的安全防御机制就筑起了网络的第二道防线^[27]，通过智能监控、实时探测和动态响应等技术来监测网络状态并主动制止恶意攻击对网络安全的进一步破坏，强调安全系统整个生命周期的防御和恢复。主动式的防御机制主要包括漏洞扫描、入侵检测等机制。CRN 是一种动态的网络，这种动态性主要来源于两个方面，一是网络可用频谱的动态变化，二是网络拓扑的动态变化。针对这样一种动态的网络，前面论述的对应网络各层的静态的安全防御措施已经不能提供完全的保护，而 CRN 的入侵检测系统，作为一种动态的主动的安全策略，将为建立安全的 CRN 提供了有力的保障。

8.2.1 入侵检测概述

由于现有的各种安全防御机制都有自己的局限性。例如，防火墙能够利用过滤数据包和访问控制阻止大多数对系统的非法访问，但是不能抵御某些入侵攻击，尤其是在防火墙系统存在配置错误、没有定义或没有明确定义系统安全策略时，都会危及到整个系统的安全。另外，由于其主要是部署在网络数据流的关键路径上，通过访问控制来实现系统内部和外部的隔离，从而对于针对恶意的移动代码（如病毒、木马、缓冲区溢出等）攻击、来自内部的攻击等，防火墙将无能为力。因此，针对网络的安全不能只依靠单一的安全防御技术和防御机

制。只有通过对网络安全防御体系和网络安全技术进行深入研究，制定具体的系统安全策略，通过设立多道安全防线、集成各种可靠的安全机制（如防火墙、接入控制、认证机制、安全监控系统、漏洞扫描系统、入侵检测系统以及进行有效的安全管理）和建立完善的多层安全防御体系，才能够有效地抵御来自系统内部及外部的攻击，达到维护网络系统安全的目的。

8.2.2 网络安全的P²DR模型与入侵检测

(1) 网络安全的 P²DR 模型

20 世纪 90 年代末，美国国际互联网安全系统公司提出了自适应网络安全模型（Adaptive Network Security Model, ANSM），该模型是可量化、可由数学证明、基于时间的，也称为 P²DR 模型，分别指 Policy（安全策略）、Protection（防护）、Detection（检测）和 Response（响应），其各部分含义如下：

① Policy（安全策略）。根据风险分析产生的安全策略描述了系统中哪些资源需要受到保护，以及如何实现对它们的保护等。安全策略是 P²DR 安全模型的核心，所有的防护、检测、响应都是依据安全策略实施的，安全策略为安全管理提供管理方向和支持手段。

② Protection（防护）。P²DR 安全模型的防护主要是指通过修复系统漏洞、正确设计开发和安装安全系统来预防安全事件的发生；通过定期检查来发现可能存在的系统脆弱性；通过教育等手段，保证用户和操作员正确使用系统，防止意外威胁；通过访问空盒子、监控等手段来防止恶意威胁。

③ Detection（检测）。在 P²DR 模型中，检测是一个非常重要的环节，检测是动态响应和加强防护的依据，它也是强制落实安全策略的有力工具，通过不断地检测和监控网络和系统，来发现新的威胁和弱点，通过循环反馈来及时作出有效的响应。

④ Response（响应）。紧急响应在安全系统中占有最重要的地位，是解决安全潜在性问题最有效的办法。从某种意义上讲，安全问题就是要解决紧急响应和异常处理问题。

网络信息系统的安全是基于时间特性的，P²DR 安全模型的特点就在于其基于时间的特性。针对该特性定义以下的时间参数为：

① 攻击时间（ t_p ）：表示从入侵开始到侵入系统的时间。 t_p 的计算主要从两个方面来衡量：入侵能力和系统脆弱性。高水平的入侵及安全薄弱的系统都可以使得攻击的有效性增强，从而使 t_p 缩短。

② 检测时间（ t_D ）：系统安全检测包括发现系统的安全隐患和潜在攻击检测，以利于系统的安全评测。改进检测算法和设计可缩短 t_D ，提高对抗攻击的效率。检测系统按计划完成所有检测的时间称为检测时间。检测与防护是相互关联的，适当的防护措施可有效缩短检测时间。

③ 响应时间（ t_R ）：包括从检测到系统漏洞或监控到非法攻击到系统启动处理措施的时间。例如一个监控系统的响应可能包括监视、切换、跟踪、报警、反击等内容。而安全事件的后处理（如恢复、总结等）不纳入事件响应的范畴之内。

④ 系统暴露时间（ t_E ）：系统的暴露时间是指系统处于不安全状态的时间，可以定义为 $t_E = t_D + t_R - t_p$ 。系统的检测时间与响应时间越长，或对系统的攻击时间越短，则系统的暴露时间

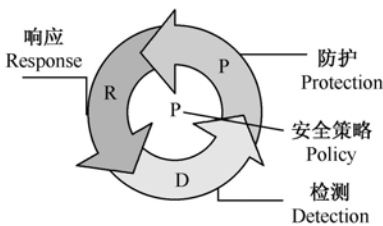


图8-3 P²DR模型

越长，系统就越不安全。如果 $t_E < 0$ （即 $t_D + t_R < t_P$ ），那么可以认为该系统是安全的。

可见，从 P^2DR 模型可以得出结论：安全的目标实际上就是尽可能地增大保护时间，减少检测时间和响应时间。其中，检测作为一个重要的环节，是动态响应和加强防护的依据，同时也是强制落实安全策略的有力工具。通过检测能够不断发现新的威胁和弱点，据此才能做出有效的响应。目前，入侵检测（Intrusion Detection，ID）技术是实施检测功能的最有效技术。

（2）入侵检测系统（Intrusion Detection System，IDS）

1986 年，SRI（Stanford Research Institute）的 Dorothy E. Denning 发表了一篇论文 “An Intrusion-Detection Model”，该论文深入探讨了 ID 技术，探索了行为分析的基本机制，首次将入侵检测的概念作为一种计算机安全防护措施提出，并且建立了一个独立于系统、程序应用环境和系统脆弱性的通用入侵检测系统模型，这篇文章后来被认为是入侵检测系统的开山之作。经过 20 余年的发展，入侵检测已经成为一种动态的监控、预防或抵御系统入侵行为的安全机制，主要通过监控网络或系统的状态、行为和系统的使用情况，来检测系统用户的越权使用以及系统外部的入侵者利用系统的安全缺陷对系统进行入侵的企图。和传统的防御型安全机制相比，入侵检测具有智能监控、实时探测、动态响应、易于配置等特点。进行入侵检测的软件与硬件的组合便是入侵检测系统（IDS）。

IDS 是一个目前热门的研究领域，它的出现是对原有安全系统的一个重要补充。由于无法完全避免系统被攻击或入侵，IDS 就成为一个能及时发现攻击或入侵，并能够向安全管理者提供有价值的安全警报的系统。防火墙就像一道门，可以阻止外部一些破坏分子的进入，但无法阻止内部的破坏分子；访问控制系统可以不让具有低级权限的人做越权工作，但无法保证具有高级权限的人不做破坏工作，也无法阻止具有低级权限的人通过非法行为获得高级权限；漏洞扫描系统可以发现系统和网络存在的漏洞，但无法对系统进行实时扫描。IDS 可以收集内部和外部的网络信息，并对这些信息加以分析，对保护的网路进行安全审计、测控、攻击识别，发现攻击者进行攻击或入侵时留下的痕迹并报警有入侵事件发生。IDS 和防火墙、漏洞扫描系统等在网络安全体系中各司其职，其关系如图 8-4 所示。归结起来，IDS 的作用和功能如下：

- ① 监控、分析用户和系统的活动；
- ② 审计系统的配置和弱点；
- ③ 评估关键系统和数据文件的完整性；
- ④ 识别攻击的活动模式；
- ⑤ 对异常活动进行统计分析；
- ⑥ 对操作系统进行审计跟踪管理，识别违反策略的用户活动。

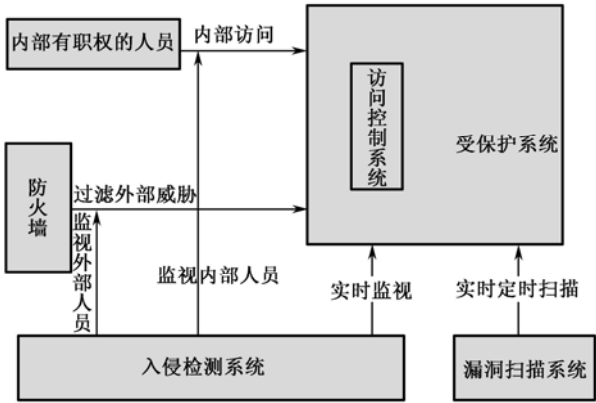


图8-4 入侵检测系统的作用

8.2.3 入侵检测系统的典型架构与分类

IETF 入侵检测信息交互工作组通过定义通用入侵检测框架（Common Intrusion Detection Framework，CIDF），阐述了一个 IDS 的通用模型。它将一个 IDS 分为四部分组件：事件产生器（Event Generators）、事件分析器（Event Analyzers）、响应单元（Response Units）和事

件数据源 (Event Data Source)，如图 8-5 所示，首先事件产生器通过网络中从数据源中收集所监测系统的行为并通过预处理成为事件。然后，分析器根据管理者预先定义的安全政策来决定哪些事件是与安全相关的，当一个攻击企图或入侵事件被检测到以后，IDS 就根据攻击或入侵的类型或性质，做出相应的告警与响应，一种是系统直接采取快速自动响应阻止入侵行为的继续，一种是通知管理者，告知系统正在遭受恶意行为的入侵，进行慢速自动响应。如果管理者无法进行自动响应，就会告知操作员进行手动响应。

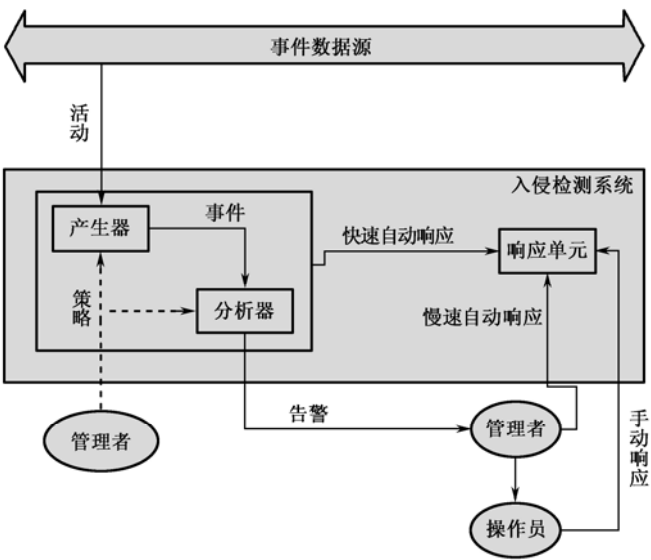


图8-5 入侵检测系统的通用模型

根据入侵检测分析方法的不同可将 IDS 分为误用 IDS 和异常 IDS 两类。

① 误用 IDS (Misuse Detection)。误用 IDS 根据已知入侵攻击的信息（知识、模式等）来检测系统中的入侵和攻击。利用系统被攻击的经验知识来建立误用模型，假定所有的入侵行为和手段都能够表达为一种模式或特征，那么所有已知的入侵方法都可以用匹配的方法发现。一旦事件流中的记录匹配到预先定义的误用模式就会触发告警。在实际中，误用模式通常是与软件已知的安全缺陷相关的。由于告警的条件是非常具体明确的，因此误用检测的优点是误报少，易于记录并提出相应的对抗措施。但局限是它只能发现已知的攻击，对未知的攻击无能为力。

② 异常 IDS (Anomaly Detection)。异常 IDS 利用被监控系统正常行为的信息作为检测系统中入侵行为和异常活动的依据。在异常入侵检测中，假定所有入侵行为都是与正常行为不同的，攻击者使用系统的方式与正常用户是不同的，检测器一旦发现一种不同的使用模式就触发告警，由于告警的条件是不具体的，因此异常检测不局限于已知的威胁。对于异常阈值与特征的选择是异常检测的关键，比如通过流量统计分析将异常时间的异常网络流量视为可疑。异常检测的局限是并非所有的入侵都表现为异常，而且很难将告警和具体的诊断结果联系起来。

IDS 中用于分析检测的数据源可以分为三类：网络数据源、系统数据源和应用程序日志文件。

第一类的网络数据源包括通过网络嗅探器 (Sniffer) 直接从网络中抓取的数据包，经过网络内设备并被分析的数据包以及通过主机 IP 协议栈的数据包。所有的这些情况下，被分析

的信息的原始格式都是 IP 数据包（包括报头和载荷），然后分割组成事件流用来分析。网络数据源流行的原因很多，首先信息源都是标准的格式（IP 包）；其次，通过网络监控获得信息的性能代价很低，当数据包通过网络时，监控器很容易读取它们，因此运行监控器不影响网络上运行的其他系统的性能；最后，在网络上运行监控器对用户可以是透明的，因此对于攻击者而言，很难轻易找到它并使之无效。但是网络数据源所得到的信息通常也是模糊和不精确的，在进行有意义的分析之前要经过很多处理；另外，当检测出入侵时，很难确定入侵者，因为在报文信息和发出命令的用户之间没有直接可靠的联系；最后，加密技术的应用使得不可能对报文载荷进行分析，从而这些检测工具将会失去大量有用的信息。

第二类的系统数据源主要包括系统的各种日志，最普遍的是系统日志（Syslog），Syslog 是操作系统为系统应用提供的一项审计服务，Syslog 提供了详细的和安全相关的信息，是非常有用的信息源，例如记录用户交互行为的认证日志（Authlog）和记录远程接入请求的网络服务日志。

第三类的信息源包含各类应用程序日志。系统应用服务器化的趋势，使得应用程序日志文件在 IDS 的分析数据源中具有相当重要的地位，与系统数据源和网络数据源相比，使用程序日志具有三方面的优势：首先是精确性，对于审计数据和网络数据包，它们必须经过数据预处理才能使 IDS 了解应用程序相关的信息，但应用程序开发者的解释可能与 IDS 的解释不一致，从而造成 IDS 对安全信息理解偏差，而直接从应用程序日志中提取信息就可以尽量保证 IDS 获取安全信息的准确性；其次是完整性，使用前两者时为了重建应用层会话，需要对多个审计进行调整或对网络数据包进行重组，而应用程序日志文件包含了所有的相关信息；最后是性能，通过应用程序选择与安全相关的信息，使得系统的信息收集机制的开销远小于利用安全审计记录的情况。当然使用应用程序日志文件也存在一些缺陷：第一，只有当系统能够正常写应用程序日志文件时，才能够检测出对系统的攻击行为，如果对系统的攻击使得系统不能记录日志，则 IDS 将得不到检测需要的信息；第二，许多入侵攻击只是针对系统软件低层协议中的安全漏洞，如网络驱动程序、IP 协议等，这些攻击行为不利用应用程序的代码，所以它们的攻击情况在应用程序日志中看不出来。

8.2.4 认知无线电网络的IDS——动态综合的安全方案模型

由于 CRN 依靠知识的获取和节点间信息的交互来保证相应的自适应功能，那么信息的管理过程就可能成为攻击的目标，而用于管理网络的信息能够影响到网络的配置，因此需要实时检测信息获取的行为保证其安全特性，入侵检测系统恰好能够满足这种动态的动态实时的安全需求，同时网络实体之间信息的交互还需要支持合作式的入侵检测。CRN 一直在向着可靠高效的方向演进，入侵检测领域技术的发展可以起到推动作用，反过来，CRN 固有的不可靠性也给发展 CRN 的入侵检测技术带来了新的挑战。

在文献[29]中描述的 OODA（Observe 监测、Orient 定位、Decide 决策、Act 执行）循环机制为建模状态随外部信息改变而变化的系统提供了有力的支持。由于 OODA 循环机制非常适合于 CRN 动态变化的特性，因此在如图 8-6 所示的一种 CRN 的安全模型中^[4]，定义了 CRN 的三个操作平面以及运行在各个操作平面上的 OODA 循环机制。此模型将入侵检测的思想和 CRN 的特点结合起来，提出了一种综合的能够运用于 CRN 的入侵检测机制。这个模型充分利用了在 CRN 环境下能够获取的各种信息来为其安全机制提供支持，这些信息可以主要分为两类管理信息：第一类称为策略（Policies），是从网络顶层（网络运营商）向下传送至底

层的网络节点，描述了 CRN 运营的目标；第二类称为告警（Alerts），从网络底层传送至顶层，标识了网络运营中遇到的事件和问题。

在该系统模型的三层操作平面中，最底层的操作平面称为网络平面，是由多个网络节点的服务单元构成的，主要提供网络的各种业务。网络平面之上是管理平面，由网络节点中控制及配置服务单元的管理单元构成。最上层是策略平面，代表了运营商和网络之间的交互。每个平面同它的低层和高层交互信息，例如策略平面的更上层是建立在一些高层思想上，包括网络运营商组织在法规和技术限制下定义的安全策略和商业目的；而对网络平面来说，更底层是由需要服务单元处理的一系列监测结果构成，例如通过路由器或防火墙处理的数据包，网页服务器处理的网页服务请求等，这些监测结果可以合并起来也可以分开使用，通过服务单元来进行并行或串行的数据处理。

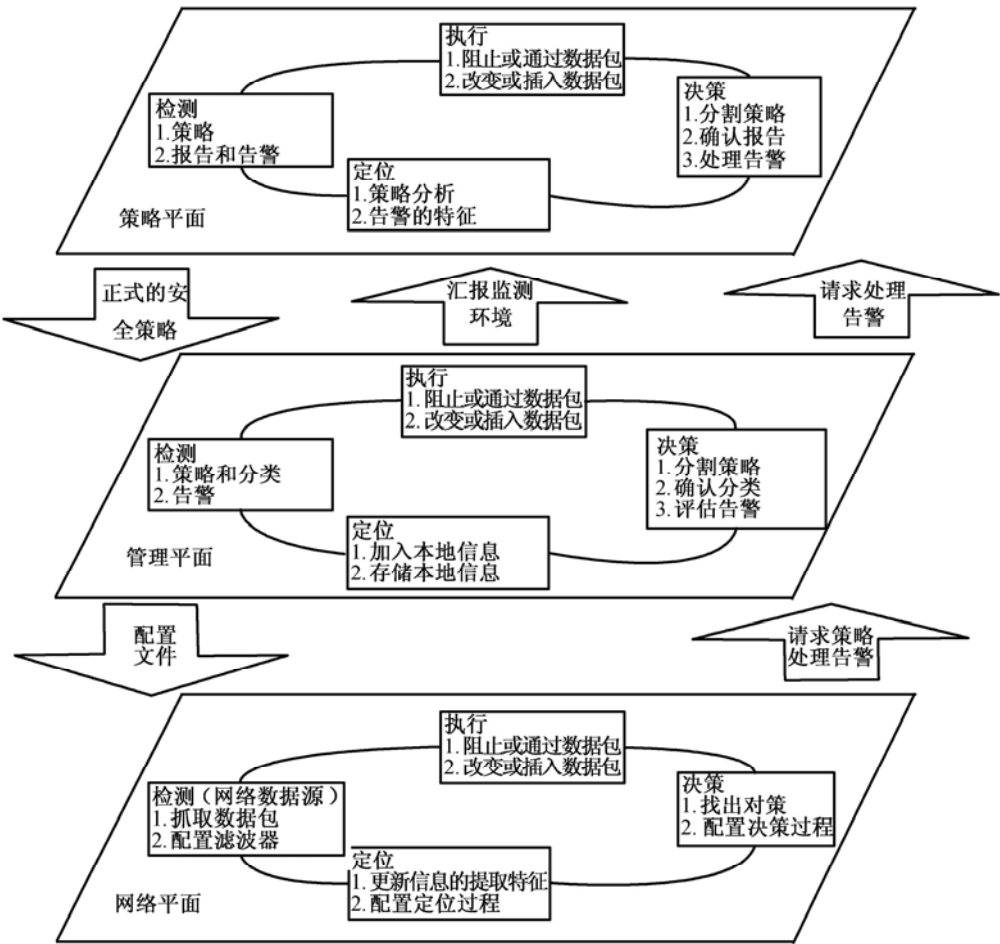


图8-6 CRN的IDS模型

从策略平面到网络平面，由上至下的信息流描述为：策略平面通常用文本的形式表达一个策略，并提供给管理平面一个符合格式规范的正式的安全策略；管理平面（也称为关联平面，因为将策略平面和网络平面紧密关联起来）将正式的安全策略结合具体的场景信息进行分析，然后根据各个执行部件的能力和需求来分割策略；网络平面（也称为设备平面）接收到的是用于执行各种安全功能的配置文件。值得注意的是，由上至下的策略信息流必须配置每个节点的功能部件来为由下至上的信息流提供底层分析数据的输入（如系统日志或反向追踪信息）。

从网络平面到策略平面，由下至上的信息流描述为：设备平面接收服务请求（如数据包发送、网页连接等请求），如果某个请求需要执行，一个告警就会送至管理平面，管理平面就会进入一个告警处理阶段，通过告警的具体内容或利用以前的告警信息来评估执行该服务请求的风险。管理平面无法处理的告警就会送至策略平面，并汇报监测环境中的所有相关行为，用于帮助策略的调配及评估策略的有效性。下面将会详细描述每个平面的具体和 OODA 循环在每个平面是如何运行的。

1. 网络平面操作

网络平面的操作需要映射到具体的网络节点，可以是单独一个节点的硬件平台来完成这些操作，也可以是多个节点通过协作组成一个综合的硬件平台来完成操作。网络平面主要是根据上层提供的策略来监测系统状态、发现可疑行为，因此可以将网络平面的操作分为两类：对策略的操作和对数据包的操作。

（1）对策略的操作

网络平面应用的策略是已经通过较高层处理后得到的配置文件。其 OODA 循环如下：监测阶段接收策略并验证其是否来自于合法实体，这个阶段负责策略的输入接入控制（Input Access Control），也就是确定哪些策略是应该执行的；定位阶段分割策略并映射到网络节点的各个部件；决策阶段各节点确认接收到的策略；执行阶段根据策略对节点各个部件的配置做出具体改变。OODA 循环的具体运行过程简而言之就是监测阶段获取策略并验证（如使用包过滤器），定位阶段特征提取，决策阶段节点确认策略接收，执行阶段执行策略，响应请求或输出接入控制（Output Access Control），即部分响应请求。这些功能现在都已经在各种入侵检测系统和安全防御系统中施行，但具体机制与 CRN 中不同，定位与决策融合到了一起，执行阶段的能力也局限于产生告警或直接断开可疑节点的网络连接。例如，著名的开源 IDS Snort 可以配置带通滤波器来筛选它收到的数据包，通过规则驱动定向和决策，对每个特定信号进行独立决策。最基本的 Snort 将执行阶段局限于发出告警，但其扩展系统中的 Snort-Inline 可以中断连接，SnortSam 可以重配置防火墙。

（2）对数据包的操作

监测阶段接收请求并通过滤波器组获得有用数据包，有着相同硬件平台的网络节点可以并行操作，滤波器组可以对接收到的请求进行分类，也可以进行一些输入接入控制的操作，例如，只接收从预先定义的地址来的数据包。定位阶段检查请求并提取特征。特征提取机制的例子包括 Snort 的字符串匹配和常规表达匹配、PAYL 的对容量和数据包载荷字符分布特征的计算等（PAYL 也是一种基于网络的 IDS，使用正常的流量模型来分析网络流量），特征提取过程的依据既可以是误用入侵检测也可以是异常入侵检测，也可以是两者的结合。特征提取是在 OODA 循环的监测阶段进行的，需要一定的存储能力，例如，在处理分片的网络流量时，如果存储容量和网络节点处理的请求的容量不一致的话，就会影响到节点的可用性。因此，特征提取的过程需要运行监视功能。决策阶段检查提取出的特征并根据策略规定作出决策。最简单的决策就是满足请求（例如为数据包选择路由并转发，响应网页连接请求），但是如果出现可能破坏策略的情况，也要根据网络节点的配置和能力做出其他的决策，例如前面提到的 Snort、SnortInline 和 SnortSam 的区别，这个过程在网络节点综合了接入控制和监视功能。执行阶段实现请求的服务，OODA 循环的速度在这个阶段也非常重要，由到达节点的请求的速度来驱动 OODA 循环的速度。例如在以太网的环境下，如果节点是连接到 10 GB

的链路中，那么其处理最小数据包的时间开销是 32 ms，这个时间就为在最恶劣的操作环境下执行 OODA 循环的可用时间和网络节点的容量设定了一个下限。

2. 管理平面操作

管理平面也许听来就觉得应该是集中式的，但实际上并非如此，如果相应的通信协议能够保证通信的完整性、机密性和可用性，那么管理平面执行的管理功能就可以分散到多个网络节点。管理平面的主要功能是将上层的策略进行分割再映射到网络平面，对下层的告警进行处理，因此管理平面主要包括下面这三类操作：对策略的操作、对制图信息的操作和对告警的操作。

(1) 对策略的操作

在监测阶段，管理平面接收格式化的策略描述。定位阶段进行策略分割，再分配给适合的网络节点和负责管理功能的节点所在的网络区域。典型的分割机制包括根据网络的地址空间或不同节点可提供的不同服务进行分割。决策阶段根据能够执行各种安全策略的工具的能力和位置来分割策略。最后，执行阶段将每个策略集团转化为特定工具的配置语言。

(2) 对制图信息 (Cartographic Information) 的操作

制图信息定义了网络节点间的联系，描述了安全策略应用的环境以及网络中各种各样的组成部件之间的联系，因此制图信息可以用来配置管理平面的 OODA 循环的全部阶段。同时也可以加入一些新的功能，例如，通过相邻节点交互来动态收集更新制图信息，以保证每个节点获得需要的用于处理告警的信息。

(3) 对告警的操作

管理平面的 OODA 告警循环的目的是更细致地评估低层所监测到的事件，用更全局的眼光来分析在 CRN 中发生的行为，使得在低层没有觉察到的异常行为显现出来。监测阶段接收并验证告警；定位阶段将低层无法得到的关于历史事件和配置的信息加入到告警中，并且对需要更进一步理解的发生在其他网络节点的行为特征进行计算，并完成那些对网络平面来说过于复杂的特征计算；决策阶段选择一些可以用于响应告警的适合的行为，作为执行阶段提供的行为的补充或备用。最后，执行阶段应用决策的行为，并告知网络平面和策略平面。

3. 策略平面操作

策略平面的主要功能是将网络运营商的具体需求转化为网络的策略，将管理平面不能解决的问题告知网络管理者寻求解决，因此策略平面主要包含下面三类操作：对商业策略的操作、对报告的操作和对告警的操作。

(1) 对商业策略的操作

策略平面的目标是将网络运营商的商业策略转化为正式的安全策略，这个过程需要执行多次 OODA 循环的迭代，然后得到一系列可以送至少低层的能够被低层识别的安全策略。监测阶段获取策略陈述，比如一个 Word 文档，定向阶段分析文档，根据安全策略“词典”提取关键词，并尝试将关键词的内容同具体的主题、行为和目的匹配起来，同时尽可能地将角色、行为和观点进行抽象，使其具有普遍意义，为安全策略“词典”提供新的素材。决策阶段分割策略，核实策略的所有元素都能在 CRN 中实施，网络中所有的节点都在策略的覆盖下，没有一个节点排除在外。策略也需要具体说明该网络和其他对等网络的互操作。在安全策略中，策略规范和信任协商等方面都是现阶段还没有提出一些实际的解决方法的研究课题。

（2）对报告的操作

策略平面使用低层提供的网络报告来审查安全策略在网络中的使用情况和网络运营商的商业目的的实现程度，并突出强调目前最流行普遍的网络安全威胁，然后根据威胁环境的变化来修订策略。在这一方面，OODA 循环各个阶段对报告进行的操作和对商业策略的操作是类似的，只是其输入信息不同。

（3）对告警的操作

通常在网络中发生的异常行为通过设备平面和管理平面是可以解除告警的，而网络中发生严重问题，设备平面和管理平面不能自动解决的情况是不会经常发生的。假若发生这样的情况，就要利用策略平面的操作，首先在定位阶段验证告警的特征确实不能与现在执行的策略相匹配，然后在决策和执行阶段为操作者解决问题提供支持。

8.3 典型认知无线电网络的安全研究

下面主要对几种典型的 CRN 网络，如 IEEE 802.22 WRAN 网络、Nautilus 网络、DIMSUNet 网络和 OCRA 网络的安全问题及一些解决方案的研究现状进行简要介绍。

8.3.1 IEEE 802.22 WRAN网络的安全

IEEE 802.22 是无线区域网（WRAN）的一个标准，也是世界范围内的第一个基于 CR 的空中接口标准^[28]，工作于 54~862 MHz UHF/VHF 频段上未使用的 TV 信道。这个标准中定义的 CRN 架构是集中式的，CR 基站控制 CR 用户设备（在 IEEE 802.22 标准中称为 CPE）同步检测多个频段上授权用户的行为，检测结果周期性地汇报给基站，基站对这些结果进行融合并判决在哪些频段上出现了授权用户，哪些空闲频段是可以利用的，并通过频谱管理和频谱分配来实现机会频谱接入。现在 IEEE 802.22 标准还处于草案阶段，安全部分的研究也才刚刚开始，下面主要从安全需求、安全问题及可能采用的安全解决方案几个方面讨论一下 IEEE 802.22 的安全策略。

1. IEEE 802.22 的安全需求

IEEE 802.22 草案中制定了很多机制用于保护授权用户的同时为 CR 用户提供质量更好的服务，而正在研究制定中的安全子层需要根据 CRN 的特点，制定新的安全机制来保护授权用户、保护 WRAN 的认知功能，以及防御各种恶意攻击行为。IEEE 802.22 首先需要定义 WRAN 系统对安全的需求，在具体的 WRAN 环境下，网络的可用性、完整性、机密性、认证机制、授权机制和身份验证机制等安全需求都具有 IEEE 802.22 WRAN 网络自身的很多特点，因此需要在这里一一说明。

（1）IEEE 802.22 WRAN 网络的可用性

在 IEEE 802.22 中，可用性是指 BS 能够正确感知可用频谱，CPE 能够有效地使用空闲频谱的能力。BS 必须有一些内置的安全机制来达到这样的安全目标：保证授权用户和 CR 用户对频谱的可用性，有效减少对 BS、CPE 和其他 WRAN 中共存设备的拒绝服务攻击。

（2）IEEE 802.22 WRAN 网络的完整性

IEEE 802.22 关于完整性的安全目标是：防御伪造 CBP 数据包、防御伪造或篡改管理配

置信息和防御重放攻击等。

(3) IEEE 802.22 WRAN 网络的机密性

IEEE 802.22 对机密性的安全目标是：支持具有鲁棒性的加密算法；用于防止可用频谱信息被窃听的机制。

(4) IEEE 802.22 WRAN 网络的认证机制

在 CRN 中新增了区分授权用户和 CR 用户的问题，因此在 IEEE 802.22 WRAN 的背景下，认证机制需要达到以下的安全目标：确认授权 TV 信号和无线麦克风信号；检测并防御企图减少可用频谱的攻击行为，例如模拟授权用户攻击、中间人攻击等；认证定位信息；认证相邻 WRAN 系统间的自共存信息；检测并检举来自 CPE 的虚假信息。

(5) IEEE 802.22 WRAN 网络的授权机制

不同的网络实体有不同等级的权限，在 IEEE 802.22 WRAN 网络中，BS 的频谱管理器，根据需求确定频谱分配和使用，在 CPE 一级执行决策的过程就是一个重要的授权机制的例子。IEEE 802.22 的授权机制需要达到的安全目标是：只有授权实体才能对 BS 的频谱管理器和 CPE 的频谱机器人进行配置；配置信息需要进行确认和保护。

(6) IEEE 802.22 WRAN 网络的身份验证机制

身份验证机制同授权机制结合起来保证通信的授权用户和 CR 用户的合法身份。在身份认证机制方面，IEEE 802.22 提出了这样的安全目标：能够对 BS 和 CPE 设备进行身份认证；能够保证电子欺诈类型的攻击不会对身份认证机制造成损害；能够提供防御重放攻击的保护。

2. IEEE 802.22 的安全问题

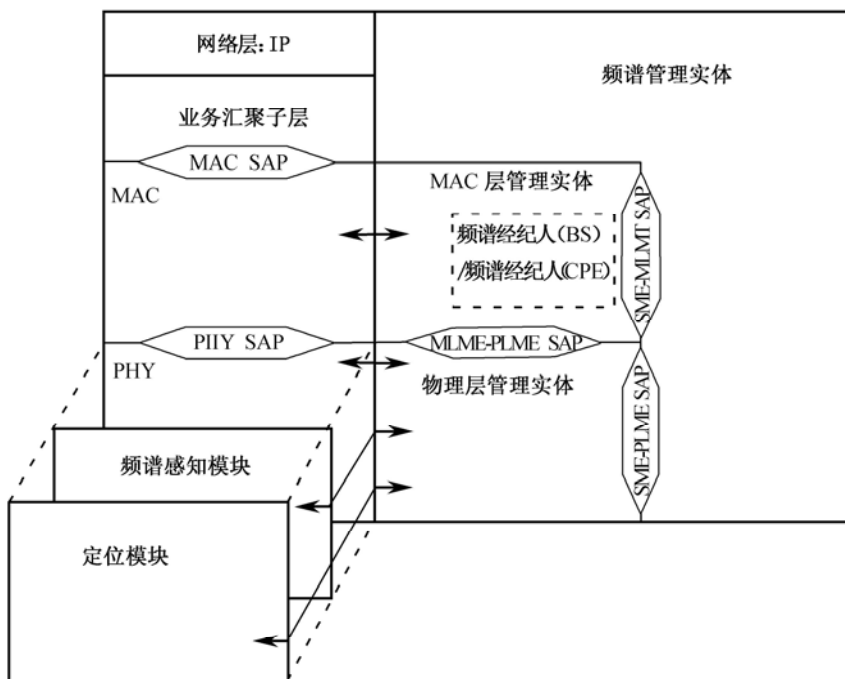
现在 IEEE 802.22 草案中存在的安全问题主要包括以下几个部分^[29]：

(1) BS/CPE 协议参考模型 (PRM) 的缺陷

首先，当前在 IEEE 802.22 草案 1.0 版本中的 PRM 中，并没有明确定义安全子层的位置和功能。其次，为了支持 CR 功能而新增了两个功能模块：频谱感知模块 (Spectrum Sensing Function) 和定位模块 (Geo-Location Module)。为了管理和协调这些认知功能模块，草案在 BS 侧定义了一个称为频谱管理器 (Spectrum Manager, SM) 的实体，在 CPE 侧定义了一个称为频谱机器人 (Spectrum Automaton, SA) 的实体。BS 处的 SM 主要负责维护可用频谱信息，进行信道选择、信道管理和自共存机制的决策。而 CPE 处的 SA 相对来说就比较简单，只需要具备一些必须的功能来保证不在 BS 控制下的 CPE 的正常操作，例如在 CPE 初始化时接收和响应 BS 的控制信号，但这样的 PRM 定义存在一个问题，SM 和 SA 位于管理平面的 MAC 层管理实体 (MLME) 中，参照 IEEE 802.16g 的标准，MLME 最终会被管理信息库 (Management Information Base, MIB) 取代，如图 8-7 所示。这两点都使得草案 1.0 版本中的 PRM 不符合 IEEE 802.22 WRAN 网络安全需求。

(2) 安全需求定义的缺陷

虽然前面提出了 IEEE 802.22 WRAN 的安全需求，但具体到安全子层的安全需求，认证感知和定位信息的安全需求，认证授权数据库 (Incumbent Database) 信息的安全需求都还没有进行明确的定义，要制定有效的安全策略，对特定模块的具体安全需求的准确定义是关键的前提。由于 IEEE 802.22 协议还在研究制订中，很多功能还不完善，对具体哪些网络功能需要被保护、保护的安全等级如何划分，都还不是非常清晰的，因此在对安全需求的定义方面还存在很大的缺陷。



SAP: 服务接入点 (Service Access Point)

图8-7 IEEE 802.22 WRAN的协议参考模型

(3) 攻击行为带来的威胁

作为典型的 CRN, IEEE 802.22 也面临着很多攻击行为带来的安全威胁, 这些攻击行为可以是针对数据控制和管理平面的, 如人为干扰、篡改管理消息、假冒 BS 等, 也可以是针对认知功能和自共存 (Co-existence) 功能的, 如伪造 CBP 数据包、虚假定位消息等。

3. IEEE 802.22 的安全解决方案

针对 IEEE 802.22 草案的安全需求和安全问题, IEEE 802.22 工作组正在积极地研究新的安全机制来解决 IEEE 802.22 WRAN 系统中特有的安全问题, 现阶段取得的主要进展是对 PRM 的改进和对安全子层的功能划分。

(1) 对 PRM 的改进

前面说明了当前 PRM 的一些缺陷, 为解决这些问题, 在提案中对现有的 PRM 进行了改进。首先定义了一个新的平面——认知平面, 主要包括频谱感知模块、定位模块、频谱管理器和频谱机器人 (Spectrum Automation, SA) 等功能模块, 如图 8-8 所示, 新的 PRM 将认知平面与数据控制和管理平面分离开, 对每一个平面的功能属性进行详细定义。频谱管理器在认知平面位置和 MAC 层在数据控制平面一致, 和频谱感知功能、定位功能有直接相连的接口。在认知平面中, 需要增加模块化的安全特性来保护数据、认证频谱感知和定位信息、认证频谱管理实体的配置信息。在新的 PRM 中建立了 4 个专用的模块化安全子层, 每个子层的特有功能有进一步的定义。

(2) 4 个安全子层功能的划分

安全子层 1: 安全子层 1 没有定义特有的安全功能, 而是和其他子层结合起来提供一些

安全功能。安全子层 1 和 2 结合起来提供的安全功能主要有：管理消息保护（完整性和机密性保护）、MAC Header 保护、密钥管理（安全有效的密钥建立和分发）、减轻网络攻击行为（如假冒 BS、重放攻击、DoS 和弱密钥攻击等）。安全子层 1 和 3 结合起来提供的安全功能主要有：对无线麦克风信号和 TG1 信标信号进行认证，防止 DoS 攻击。

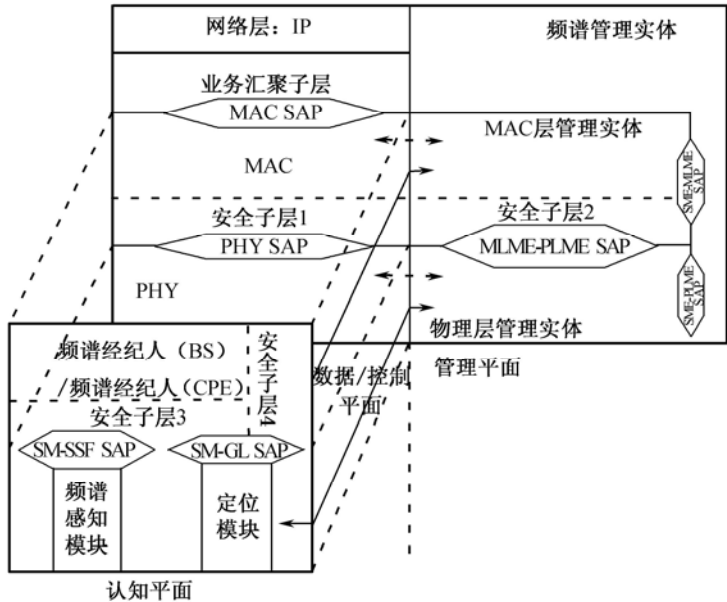


图8-8 改进的IEEE 802.22 WRAN网络PRM

安全子层 2：主要提供对 MAC 层管理实体和物理层管理实体交互信息的机密性和完整性保护。

安全子层 3：安全子层 3 除了可以和子层 1 结合起来提供无线麦克风和 TG1 信号的认证外，还独立提供三种不同的安全功能：第一是对不同制式的电视信号，例如 NTSC、ATSC DTV 和 DVB-T 进行认证，认证可以采用多种方法，可以利用多个 CR 设备连续感知一段时间来确认信号的来源，也可以利用授权数据库获得验证；第二个功能是对 WRAN 发现过程进行认证，可以采用的方法包括捕获有效的超帧控制头（SCH），同 WRAN 的三次握手确认机制，对 CBP 数据包和授权数据库信息的认证；第三个功能是对定位信息的认证，可以依靠设备或算法，基于 GPS 或陆地定位的认证机制在 IEEE 802.22 标准中还在进一步制定中。

安全子层 4：这一子层主要是对认知平面的频谱管理器和 MAC 公共部分子层的接口部分进行认证，因为来自频谱管理实体或授权数据库的消息一旦受到攻击，频谱管理器就会进行错误配置，因此对这些配置消息需要进行安全认证。

8.3.2 其他认知无线网络存在的安全问题

除了 IEEE 802.22 WRAN 网络，同样还有一些其他 CRN 也在研究和发展中，如 Nautilus、Dimsumnet 和 OCRA。这些网络与 IEEE 802.22 有着不同的网络架构和不同的应用场景，因此也有着一些不同于 IEEE 802.22 的安全问题。由于目前这些网络的研究还有很多技术上的难题没有解决，安全部分还没有进行深入研究，因此这里只针对这些网络的架构及其主要的思想做一些介绍，并说明可能存在的安全问题。

1. Nautilus

Nautilus^[30]是一种分布式、可扩展、基于协作的网络架构，用于构建开放频谱的 Ad Hoc 网络。Nautilus 架构解决了分布式 CRN 架构中面临的缺乏公共控制信道的问题，提出了一些不需要依靠中心实体或公共控制信道的合作式频谱接入机制，例如基于图着色理论的合作机制，对于固定拓扑的网络使用最优拓扑（Topology-Optimized）的分配算法，而对于移动的 CRN，也就是拓扑动态变化的网络，提出了基于本地协商的分布式频谱分配，即移动用户通过与本地自组织的群体进行协商来分配频谱。Nautilus 针对于资源受限的 CRN 终端设备提出了一种基于规则的频谱管理方案，CR 用户通过一些预先规定的规则和本地的频谱检测结果来接入频谱。尽管这些新的技术使得 CRN 中的频谱接入更具有鲁棒性并且不依赖于集中的授权实体，但由于缺乏统一的密钥管理实体，数据完整性和机密性得不到满足，一些利用虚假信息来对 CRN 发动的攻击，如路由信息攻击，密钥耗尽攻击等，仍然对 Nautilus 架构的 CRN 有着相当大的威胁。

2. Dimsumnet

Dimsumnet^[31]网络架构的思想是基于频谱经纪人模型，频谱经纪人永久地拥有并管理自己的授权频段，称为协作接入频段（Coordinated Access Bands, CAB）。CR 基站在无线电接入管理者（Radio Access Managers, RANMAN）处进行注册，RANMAN 根据 CR 基站的要求同频谱经纪人协商租借相应的部分频谱，频谱经纪人拥有当前可用频段的数据库，再向 RANMAN 回应分配的频谱和时隙。在这些频谱分配给 CR 基站之后，连接到这个基站的 CR 用户就被告知切换到相应的频段。由于频谱感知只在中心实体执行，因此 Dimsumnet 网络是真正意义上的集中式架构的网络，用于保护频谱检测的安全机制也更容易在 Dimsumnet 网络中执行，因为一些在 IEEE 802.22 网络中可能实施的针对分布式频谱感知过程的攻击行为如模拟授权用户攻击、异步感知攻击等在 Dimsumnet 网络中都很难实施。但由于频谱感知的功能只由基站一个实体执行，那么关于可用频谱的信息就不如在 IEEE 802.22 中应用的分布式频谱感知那样即时准确了。因此，不准确的频谱信息在 Dimsumnet 网络中是主要的安全隐患。

3. OCRA (OFDM-based Cognitive Radio Architecture)

OCRA 网络^[32]建立在 OFDM 技术上，既可以是集中式的网络架构，也可以是分布式的网络架构。OCRA 网络采用一种基于 OFDM 的频谱管理技术来进行频谱感知和切换决策，这种技术建立在可以执行双模频谱感知的物理层上面，既提供接入已有网络的服务，又支持 CR 用户之间的协作。OCRA 提出使用一种新的跨层路由技术，综合考虑了重路由和频谱切换的结合，要提高可靠性和 QoS，必须在不连续的频段上建立多个传输层连接。这种利用多段不连续频谱进行传输的技术的安全特性还需要进一步研究，因为不连续频谱造成有限带宽对于 DoS 攻击非常脆弱，OCRA 的这种技术其能否更好地对抗 DoS 攻击还需要进行仿真来验证。

8.4 未来的研究方向

在前面几节里已经分析了 CRN 中存在的安全问题和相应的解决方案，但对于一种刚开始发展的新型网络，CRN 安全技术的发展任重而道远。下面探讨一下 CRN 安全技术未来的一些研究方向。

8.4.1 建立动态的无线电环境图

CRN 中无线电环境的动态变化是其安全问题的根源之一,这里无线电环境信息主要包括 CRN 的地理位置、其他的服务网络状态及无线电频谱使用情况等。由于 CRN 需要根据所处的无线电环境变化来不断调整自己的运行参数,不正确的调整可能影响授权用户的正常工作或导致其他 CR 用户丢失可用资源、违反网络规则甚至造成整个网络的瘫痪,因此准确的无线电环境状态信息是 CRN 安全运行的基础^[33]。通过前面的描述,像模拟授权用户攻击、虚假反馈攻击等都是以使 CRN 对所处的无线电环境无法进行正确认知为目的。因此,建立动态的无线电环境图(Radio Environment Map, REM),为 CRN 提供准确的环境信息,是建立安全的 CRN 未来的研究方向之一。

1. 无线电环境图的设计思想

REM 概念的提出源于 CRN 需要自适应周围无线电环境的要求,通过利用各种数据库信息来帮助 CRN 中的功能实体发现所处的无线电环境,从而调整自己的参数,避免对授权用户造成干扰的同时最大化频谱利用率。从本质上来讲,REM 就是一个综合的时空数据库^[34],包含了 CRN 所需的多个领域的无线电环境特征信息,如地理特征、法规、策略、无线电设备能力描述以及射频发射参数等信息,用来支持用户设备的环境发现、推理、学习等认知功能。

类似于城市地图可以为旅行者提供帮助,REM 就像对实际无线电环境抽象而来的地图一样^[3],可以帮助 CRN 了解所处的无线电环境情况,所以称为无线电环境图。REM 可以为 CRN 提供很多信息,如 CRN 需要遵循的频谱管理规则和用户定义的策略、无线设备所处的位置以及移动的方向、适合使用的信道模型、预期的路径损耗和 SNR、相邻网络中的隐藏节点、授权用户或 CR 用户的使用模式、以及随机或人为干扰源等信息。REM 为 CRN 带来的好处主要有以下几点。

① 借助于 REM 提供的当前和历史的无线电环境信息,CRN 的很多认知功能都可以使用低成本高效益的方法来实现。因为 REM 能够提供关于授权用户频谱使用情况的历史信息,借助这些先验知识,CR 用户可以更加智能地在某些使用率偏低的频段进行频谱感知,而不需要连续盲目地扫描整个频谱,可以大大减少检测时间和射频前端的能量消耗,同时这些先验知识还可以帮助 CR 用户防御模拟授权用户攻击等安全威胁。

② REM 也可以为最基本的 CR 技术难题,如环境发现、跨层优化、隐藏节点和暴露节点问题、网络负载均衡,机会频谱接入和动态频谱管理和策略,提供系统级的解决方案。

③ 通过 REM,CRN 还可以对不同的无线电环境中的物理层和 MAC 层具有认知特性,例如用于战场的 CRN,其可靠性和安全性是非常重要的,相应地就需要在其物理层和 MAC 采用特殊的信源编码、加密、抗干扰信道编码、频率规划技术和路由算法。

④ 利用 REM,CR 用户可以根据成本、数据速率、频谱利用率和其他很多性能度量标准来选择一个接入网。这种最优的自适应性及各种无线电场景密切相关,如可用服务、可用频谱、用户测量和无线电设备的能力。

⑤ 通过集合多个数据库信息来进行联合分析处理的技术,一个 CRN 的成本可以通过降低单个 CR 设备的发射功率、动态范围和灵敏度要求来进一步减少。

⑥ 如果在 REM 中结合推理、学习和数据挖掘的技术,那么网络的智能性就直接使得网络中的节点有了认知的功能,用户的无线电设备是否有认知功能就显得不再重要了,这样也

削弱了恶意用户利用 CR 设备实施攻击的能力。

REM 包含丰富的信息，在 CRN 中可以发挥强大的功能，如何在 CRN 中建立 REM 是需要考虑的首要问题。从 CR 用户的角度来看，内部网络和外部网络的资源都可以用来建立 REM^[35]。内部网络是指将 CR 用户本身所属的 CRN，不仅有各种各样的通信服务，还提供一些认知功能，例如 CRN 可以为用户提供本地信息和基于本地的服务，也可以描述网络中相邻的其他用户的使用模式。外部网络是指其他任何能够提供有意义的信息来支持无线电认知功能的网络，例如一个独立的传感器网络可以专用于为 CRN 采集信息。外部网络可以是固定频谱的授权网络，也可以是其他 CRN。另外，内部和外部网络还可以通过合作的方式来支持 REM 的运行，例如 CR 需要的定位信息在室内场景下可以使用基于网络的定位方法通过内部网络支持来得到，而在户外场景下就可以使用全球定位系统（Global Positioning System，GPS）通过外部网络支持来得到。

图 8-9 为 CRN 中 REM 的一种部署方案，REM 根据其所处位置和所提供信息得不同分为全局 REM 和本地 REM^[36]。网络的全局 REM 用来维护对无线电环境的宏观监控，安装在用户设备上的本地 REM 则是为了减少内存占用和通信开销，只维护一些具体场景下的无线电环境情况的信息。全局和本地 REM 可以及时交互信息来保证在不同实体上存储的信息是最新的。无线电设备感知周围环境的状态信息既可以通过频谱检测等直接获取，也可以从 REM 中得到。推理和学习过程帮助 CR 确定特殊的无线电场景，从过去的经验和现在的观察中学习^[37]，并自适应地调整策略和计划。

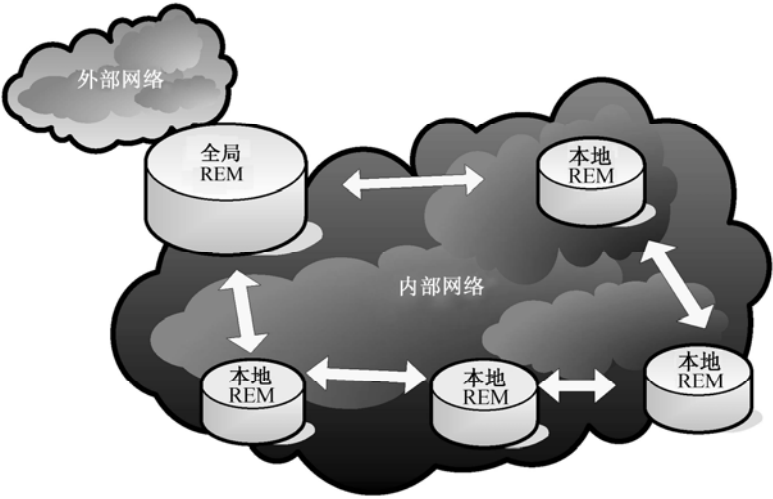


图8-9 REM的部署方案

全局或本地 REM 需要更新来保持 REM 中存储信息最新，可以是当有变化发生时就更新，也可以是周期性的更新。组成 REM 的信息可以通过以下五种途径得到：

- 集成或关联各种已有的数据库，如 GIS 数据库或无线电设备数据库；
- 通过分布式节点合作检测；
- 从专用的传感器网络或其他外部网络中得到的观察结果；
- 探测无线电环境；
- 通过软件工具估计无线电传输特性。

从 REM 信息获取的途径中可以看出，设计 REM 的过程中还必须综合各种技术，如人工

智能 (Artificial Intelligence, AI)、检测和估计、模式分类、跨层优化、数据库管理和数据挖掘、特定环境的传播预测和基于网络的本体论^[38]。

2. 无线电环境图在CRN中的应用场景

要在 CRN 中设计并实现 REM, 首先应该分析各种应用场景所需要的不同的 CRN 架构和服务^[39], 例如在通常情况下都倾向于选择集中式的网络架构, 因为集中式的管理和控制可以保障更好的服务和安全性, 但集中式网络架构存在的一个较大安全隐患就是一旦集中的基础设施受到严重破坏, 就会导致大面积网络的瘫痪。因此在一些紧急情况下, 如火灾现场、空难急救现场等由于缺乏部署基础架构设施的条件下, 更好的选择是利用自组织分布式的网络架构, 这时保障通信的可靠性是最重要的。这里主要讨论 REM 如何在集中式和分布式两种类型的网络架构场景中的应用。

(1) 集中式网络和集中式的全局 REM

在有基础设施的集中式的 CRN 中, 如 IEEE 802.22 WRAN 网络, 集中式的全局 REM 起到了非常重要的作用。共存是 IEEE 802.22 网络最关键的要求, 因为 CR 用户必须避免对授权用户或其他相邻的 CR 用户产生有害的干扰。作为 WRAN 网络基础设施的一部分, 全局 REM 可以提供 WRAN 基站想知道的附近 TV 广播塔的位置、天线高度、发射功率和服务范围、当地的地形、为公共安全通信和卫星通信保留的禁用频段、TV 接收机的地理分布以及可用的 TV 频段、其他 WRAN 用户的分布和使用模式等多种信息^[40]。这些信息可以帮助 WRAN 基站选择最好的频谱机会, 使用最优的发射功率。智能天线技术利用 REM 提供的无线电环境信息可以更高效地应用在基站或 CPE 中, 同样这些信息也可以帮助基站避免一些因为攻击行为而做出的错误决策。

(2) 分布式网络和分布式的本地 REM

本地 REM 可以用于认知 Ad Hoc 网络和认知 Mesh 网络, 为这些自组织分布式的网络提供基于本地的无线电环境信息。无线世界研究论坛 (Wireless World Research Forum, WWRF) 已经成立了一个 WG3 工作组来开始研究如何将合作这个课题和 Ad Hoc 网络作为一个整体成为未来通信架构的一个演进部分。在这样的网络中, 网络拓扑是动态变化的, 物理层可以根据所处的无线电环境动态地选择合适的调制和编码技术、智能天线和 MIMO 技术, 网络节点之间可以进行信息共享和协作, 本地 REM 也是其信息交互的一个平台。对于认知 Ad Hoc 网络或 Mesh 网络, 分布式学习是提高 CR 认知能力的一个有效方法, 例如, 通过共享或交互的本地 REM 关于路由选择的历史信息, CRN 可以学习如何选择正确的路由, 不管是主动式还是被动式路由, 这样也可以防御很多网络层针对路由的攻击行为; 根据本地 REM 的信息学习正确的网络行为模式, 从而在相邻节点之间建立起一种监督的机制, 发现一些明显不合理的错误行为, 从而将恶意节点排除在自组织网络外。

8.4.2 建立信誉系统

由于 CRN 的频谱感知、分配及路由等操作都需要网络节点的相互合作来完成, 因此用户节点之间的信任是 CRN 安全设计的关键点之一。如何建立用户节点之间的信任, 如何使用这种信任, 这种信任如何去适应动态变化的网络环境都是需要考虑的问题。

在 CRN 中可以利用信誉系统 (Reputation System) 来建立用户节点之间的信任, 它为

CRN 提供了一种区分合作实体和非合作实体的方法。信誉系统的核心思想主要基于两种“阴影效应”：“历史的阴影”(the shadow of the past)和“未来的阴影”^[41](the shadow of the future)，通过这两种“阴影效应”的结合来对实体进行信誉评估。历史的阴影是指实体在协作过程中，以前的行为历史会对其现在所处的地位以及受到的待遇产生影响，而不管以后其是否还是和相同的实体进行协作。未来的阴影指实体现在的行为会预示着其未来较大可能会产生同种性质行为，是其他实体对其未来行为的一个期望值。在 CRN 中，这两种“阴影”联合起来可以为 CR 用户之间的协作提供选择合作实体的依据，这种依据是每个 CR 用户的信誉度。信誉度越高的用户具有越大的操作优先权，从而可以激励 CR 用户更多地参与到协作中来，赢取更高的信誉度。另外，信誉系统还可以提供一种区分服务的机制^[42]，根据 CR 用户的信誉度进行区分对待。这种区分对待可以是二元性的，即一旦发现自私或恶意的 CR 用户就将其排除在协作过程外，达到对不合作实体最大程度地排除，也可以利用灵活的区分服务等级协议^[43]，根据信誉度的不同提供不同的服务。由于 CRN 中恶意用户通过欺骗和伪装的伎俩将自己隐藏在网络中，破坏 CR 用户之间的协作，因此将信誉系统应用中 CRN 中，可以大大提高 CR 协作机制的安全性，可以防御很多协作过程中的攻击行为，例如，前面提到的虫洞攻击、水母攻击等。

一般来说，信誉系统的工作过程主要包括信息收集和信誉评估两个步骤^[44]。在 CRN 中，信誉系统首先收集关于 CR 用户行为的信息，这些信息包括自己的观察、来自第三方的汇报或者两者的结合。然后，信誉评估过程对收集的信息通过聚合、加权处理或其他函数计算转化为一个信誉评价结果即信誉度。信誉度的计算需要考虑几个要素，合作的用户数、排除的节点数和两者的比率等。这些信誉度的度量值可以在一个集中的位置存储，也可以是以分布式的方式在 CR 用户设备中存储。

8.4.3 其他研究方向

无线电环境图和信誉系统的建立确实能够大大加强 CRN 的安全性，但要实现并在实际的 CRN 中应用起来，还需要很长的时间，还需要各种新技术、新机制的支持，而且复杂的技术往往也会引入很多的安全隐患。因此，在发展这些较为复杂的安全体系的同时，还需要同步地发展一些适用于 CRN 的安全技术，可以是一些安全的思想，也可以是一些安全机制，还可以是一些安全的算法。

1. 改进已有的安全机制

在蜂窝网、无线局域网和移动 Ad Hoc 网络中提供的安全机制从目前的应用情况来看还是存在很多缺陷，不能直接用于 CRN，一定要针对 CRN 的特点和安全需求对这些安全机制加以改进。

在集中式的 CRN 中，核心网通常都使用有线传播媒介，已经有很多非常成熟的安全机制用于保护这一部分网络，因此需要保护的主要是空中接口这一部分，即从基站到无线终端的最后一跳。对于攻击者来说，接入到网络中通常是实施攻击行为的前提，所以在空中接口部分使用严格的接入控制机制对网络安全是非常重要的，可以将很多非法的攻击者阻挡在网络之外。接入控制主要通过身份认证来实现。在 GSM 网络中，用户身份认证使用不断更新的临时移动用户身份号 (Temporary Mobile Subscriber Identity, TMSI) 取代每个用户唯一的国际移动用户身份码 (International Mobile Subscriber Identity, IMSI)，从而保证移动用户身

份的隐私，防止非法窃取用户身份码和相应的位置信息，这个机制目前看来还是比较成功的，在 CRN 中值得借鉴，用来防御假冒用户接入网络。但在 CRN 中，由于可用频谱的动态变化，TMSI 更新过程所使用的信道也得不到保证，因此需要对这种机制进行改进，可以根据信道情况自适应地进行更新或提高更新的速度。

在分布式的 CRN 中，CR 用户之间通过一跳或多跳进行通信，由于没有基础架构设施，这类 Ad Hoc 架构的网络通常使用两层的安全机制，在链路层保护通信的每一跳，在网络层、传输层或应用层保护端到端的通信路径。无线 Ad Hoc 网络中最复杂的两个操作就是密钥管理和安全路由，但幸运的是现在这两个领域都有很多学者在进行大量的研究，而且已经为一些 Ad Hoc 架构的无线网络，例如 IEEE 802.11 多跳无线 Ad Hoc 网络和移动 Ad Hoc 网络，提出了很多安全机制^[45]。分布式的 CRN 可以借鉴这些安全机制，当然针对 CRN 的特殊问题，例如缺乏公共控制信道和不同 CR 用户使用异质的频段等，需要对已有的安全机制加以改进。

2. 使用跨层设计的思想

CRN 中传输层的很多安全威胁（如密钥耗尽攻击、DoS 攻击等）都是针对频谱的频繁切换及切换时延带来的安全隐患。有两种方法可以解决频谱频繁切换及时延的问题，一种是加快频谱感知、分析和切换的过程，但关于频谱感知和切换技术的研究还处在发展阶段，这些技术的成熟需要投入更多的人力和时间；另一种方法就是使用跨层设计的思想将频谱移动性（即频谱切换）作为状态信息与运行在高层的协议结合起来，高层协议在进行决策时需要考虑这些状态信息。尽管这个方法增加了层之间的依赖性，但使得各层通信协议都与频谱感知和频谱切换过程联系起来，例如，网络层进行路由选择时应该考虑到操作的频段及其频率特性，传输层协议需要考虑频谱切换对 RTT 的影响并相应地调整重传窗口大小，这种跨层设计的方法能够更好地防御 CRN 传输层上的这类安全威胁。

3. 采用更安全的协作模型

基于协作的 CRN 需要使用安全可靠的协作模型，前面提到的 Homo egulis 模型由于其不可靠性会使 CRN 在协作过程中容易受到偏袒效用攻击和自私行为攻击。因此，需要在设计 CRN 协作机制时考虑使用一种更安全的协作模型。拜占庭模型^[46]（Byzantine Model）考虑到了协作群体中存在“叛徒”的情况，使得该协作模型能更好地防御内部的恶意行为，目前拜占庭模型已经用于很多协作场景中，例如在分布式计算中提高容错能力，在无线 Ad Hoc 网络中提高路由可靠性^[47]。像拜占庭模型这类更为安全的协作模型可以用来为 CRN 建立能够更好地防御恶意用户的安全机制，但如何将这种模型应用于 CRN 的实体间，采用什么机制来保证各个实体间的关系符合模型的定义，还需要进一步的研究。

4. 设计低能耗低复杂度的安全协议

如果 CRN 的终端是计算能力和电池能量都有限的移动设备，那么在提供 CR 功能的同时还要执行复杂的安全协议将会是一个比较棘手的问题。像 IEEE 802.11i 中使用的 TKIP、AES 这样的高复杂度加密算法，对终端的计算能力和电池能量都有非常高的要求。因此需要设计能够在计算能力和电池能量都受限的 CR 终端中使用的低复杂度的安全协议和加密算法，在低能耗低计算复杂度的基础上提供可靠的安全服务。

参 考 文 献

- [1] Xiao Y, Shen X, Du D. Wireless network security[M]. Springer, 2007.
- [2] 曹秀英. 无线局域网安全系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [3] Qusay. Cognitive Networks: Towards Self-Aware Networks[M]. Wiley, 2007: 368.
- [4] Tobagi F, Kleinrock L. Packet Switching in Radio Channels: Part II--The Hidden Terminal Problem in Carrier Sense Multiple-Access and the Busy-Tone Solution[J]. 1975, 23(12): 1417-1433.
- [5] Wild B, Ramchandran K. Detecting primary receivers for cognitive radio applications[C]. 2005.
- [6] Cordeiro C, Challapali K, Birru D, et al. IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios[C]. 2005.
- [7] Visotsky E, Kuffner S, Peterson R. On collaborative detection of TV transmissions in support of dynamic spectrum sharing[C]. 2005.
- [8] Gintis H. Game Theory Evolving: A Problem-Centered Introduction to Modeling Strategic Behavior[M]. Princeton University Press, 2000.
- [9] Cabric D, Brodersen R W. Physical layer design issues unique to cognitive radio systems[C]. 2005.
- [10] Chen R, Park J, Hou Y T, et al. Toward secure distributed spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. Communications Magazine, IEEE. 2008, 46(4): 50-55.
- [11] Shankar N S, Cordeiro C, Challapali K. Spectrum agile radios: utilization and sensing architectures[C]. 2005.
- [12] Olivieri M P, Barnett G, Lackpour A, et al. A scalable dynamic spectrum allocation system with interference mitigation for teams of spectrally agile software defined radios[C]. 2005.
- [13] Cabric D, Mishra S M, Brodersen R W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios[C]. 2004.
- [14] Brown T X, Sethi A. Potential Cognitive Radio Denial-of-Service Vulnerabilities and Protection Counter-measures: a Multi-dimensional Analysis and Assessment[J]. Mobile Networks and Applications. 2008..
- [15] Ruiliang C, Jung-Min P, Reed J H. Defense against Primary User Emulation Attacks in Cognitive Radio Networks[J]. 2008, 26(1): 25-37.
- [16] Dogancay K, Gray D A. Closed-form estimators for multi-pulse TDOA localization[C]. 2005.
- [17] He T, Huang C, Blum B M, et al. Range-free localization and its impact on large scale sensor networks[J]. Proc. ACM Mobicom. 2003, September: 81-94.
- [18] Niculescu D, Badri N. Ad hoc positioning system (APS) using AOA[C]. 2003.
- [19] Chen R, Park J. Ensuring Trustworthy Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks[C]. 2006.
- [20] Bian K, Park J. MAC-Layer Misbehaviors in Multi-Hop Cognitive Radio Networks[C]. 2006.
- [21] Naveed A, Kanhere S S. NIS07-5: Security Vulnerabilities in Channel Assignment of Multi-Radio Multi-Channel Wireless Mesh Networks[C]. 2006.
- [22] Hu Y C, Perrig A, Johnson D B. Packet leashes: a defense against wormhole attacks in wireless networks[C]. 2003.
- [23] Capkun S, Buttyan L, Hubaux J. SECTOR : secure tracking of node encounters in multi-hop wireless networks[J]. Proceedings of the 1st ACM workshop on Security of ad hoc and sensor networks. 2003.
- [24] Khalil I, Bagchi S, Shroff N B. MOBIWORP: Mitigation of the Wormhole Attack in Mobile Multihop Wireless Networks[C]. 2006.

- [25] Aad I, Hubaux J P, Knightly E W. Impact of Denial of Service Attacks on Ad Hoc Networks[J]. 2008, 16(4): 791-802.
- [26] Aad I, Hubaux P, P W K. Denial of service resilience in ad hoc networks[J]. Proceedings of the 10th annual international conference on Mobile computing and networking. 2004: 202-215..
- [27] 曹大元. 入侵检测技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [28] Department I S A. IEEE P802.22 DRAFTv1.0 Draft Standard for Wireless Regional Area Networks Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands [S]. 2006.
- [29] Apurva N. Mody R R M J. Security and the Protocol Reference Model Enhancements in IEEE 802.22[Z]. 2008.
- [30] <http://www.cs.ucsb.edu/htzheng/cognitive/nautilus.html>.
- [31] Buddhikot M M, Kolodzy P, Miller S, et al. DIMSUMnet: new directions in wireless networking using coordinated dynamic spectrum[C]. 2005.
- [32] Akyildiz I, Li Y. OCRA: OFDM Based Cognitive Radio Networks[J]. Broadband and Wireless Networking Laboratory Technical Report. 2006.
- [33] Katz F H. Cognitive Wireless Networks[M]. Springer, 2007: 725.
- [34] Zhao Y, Reed J H. Radio Environment Map Design and Exploitation[J]. MPRG Technical Report, Virginia Tech, Blacksburg, VA. 2005.
- [35] Zhao Y, Reed J H, Mao S, et al. Overhead Analysis for Radio Environment Map-enabled Cognitive Radio Networks[C]. 2006.
- [36] Fette B A. Cognitive Radio Technology[M]. Newnes, 2006: 656.
- [37] Reed J H, Dietrich C, Gaedert J, et al. Development of a Cognitive Engine and Analysis of WRAN Cognitive Radio Algorithms[J]. MPRG Technical Report, Virginia Tech, VA. 2005.
- [38] Krenik W, Batra A. Cognitive radio techniques for wide area networks[C]. 2005.
- [39] Maldonado D, Le B, Hugine A, et al. Cognitive radio applications to dynamic spectrum allocation: a discussion and an illustrative example[C]. 2005.
- [40] Zhao Y, Agee B G, Reed J H. Simulation and measurement of microwave oven leakage for 802.11 WLAN interference management[C]. 2005.
- [41] Axelrod R. The Evolution Of Cooperation[M]. Basic Books, 1984.
- [42] Babaioff M, Feldman M, Chuang J, et al. Incentive for cooperation in peer-to-peer systems[J]. In First Workshop on the Economics of Peer-to-Peer System. 2003.
- [43] Jurca R, Faltings B. Minimum payments that reward honest reputation feedback[J]. Proceedings of the 7th ACM conference on Electronic commerce. 2006: 190-199..
- [44] Buchegger S, Boudec J L. The effect of rumor spreading in reputation systems in mobile ad-hoc networks[J]. Wiopt'03 Sofia-Antipolis. 2003.
- [45] Zhou D. Security Issues in Ad Hoc Networks[M]. CRC Press, 2003.
- [46] Lamport L, Shostak R, Pease M. The Byzantine Generals Problem[J]. 1982: 384-401.
- [47] Awerbuch B, Holmer P, Nita-Rotaru P, et al. An on-demand secure routing protocol resilient to byzantine failures[J]. ACM Workshop on Wireless Security. 2008.

第9章 典型的认知无线网络

目前学术界和工业界已提出了一些针对不同应用和环境的认知无线网络（CRN），如第2章所述现存的各种认知无线网络。本章选取最为典型的 WRAN 网络、XG 网络、认知 Ad Hoc 网络和认知 Mesh 网络进行详细介绍。

9.1 WRAN网络

无线区域网（Wireless Regional Area Networks, WRAN）是目前最为典型的认知无线网络。鉴于频谱资源利用不平衡、频谱利用率低的现状，美国联邦通信委员会（Federal Communications Commission, FCC）于2004年5月开放了分配给电视广播的VHF/UHF频段，允许非授权用户在不影响授权用户的前提下进行宽带接入，WRAN就是在这样的背景下产生的。2004年10月成立的IEEE 802.22工作组是第一个在世界范围的基于认知无线电技术的空中接口标准化组织，其目标是对WRAN制定空中接口规范。它是首个把认知无线电技术由概念变为现实的标准^[1, 2]。

本节系统地介绍WRAN网络，分为四部分。第一部分，从宏观介绍WRAN，包括WRAN的整体网络结构、WRAN的一些基本参数指标和它的实际应用状况；第二部分，介绍IEEE 802.22的标准化进程；第三部分，详细介绍IEEE 802.22的技术细节，即WRAN的物理层和MAC层空中接口；最后，由于WRAN工作在非授权频段，它工作的前提是不能对授权用户造成干扰，所以在第四部分介绍WRAN的共存，包括WRAN与授权用户的共存和WRAN的自共存。

9.1.1 WRAN简介

WRAN在公网中的层级结构如图9-1所示。WRAN采用集中式的网络结构，一个完整的WRAN网络单元是一个WRAN小区，一个WRAN小区包括一个基站（Base Station, BS）和至少一个用户驻地设备（Customer Premise Equipment, CPE），小区采用全向或定向覆盖方式，工作模式为地理位置固定的点对多点。多个WRAN小区以有线方式通过接入控制路由器（Access Control Router, ACR）连接到IP网服务提供商，提供商对WRAN用户进行认证和授权并为其提供代理服务，并将WRAN和IP公网连接起来。

WRAN与现有的宽带无线接入网络，如无线个域网（Wireless Personal Area Network, WPAN）、无线局域网（Wireless Local Area Network, WLAN）、无线城域网（Wireless Metropolitan Area Network, WMAN）及无线广域网（Wireless Wide Area Network, WWAN）标准的比较如图9-2所示。

由图9-2可见，WRAN最显著的特点就是具有比目前任何宽带无线接入网络都要大的覆盖范围。在限制CPE有效发射功率不超过4W的情况下，WRAN小区的有效覆盖范围为

33 km，若不受 BS 发射功率的限制，最远可以覆盖 100 km，主要是因为 WRAN 使用的 VHF/UHF 频段具有优良的传播特性，具有很强的穿透性。此外，WRAN 还支持中继传输，可以用中继器进一步扩展覆盖范围或者增加网络容量。

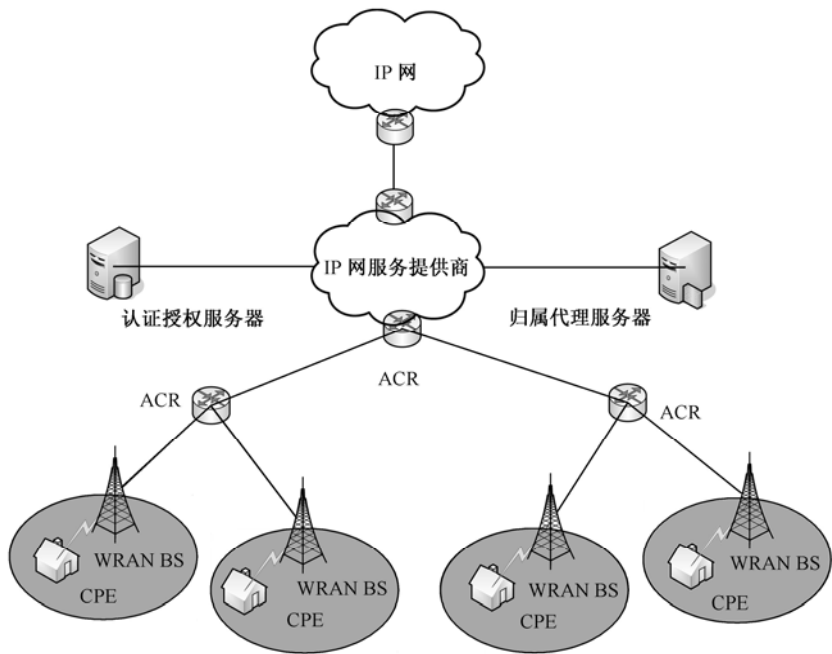


图9-1 WRAN在公网中的层级结构

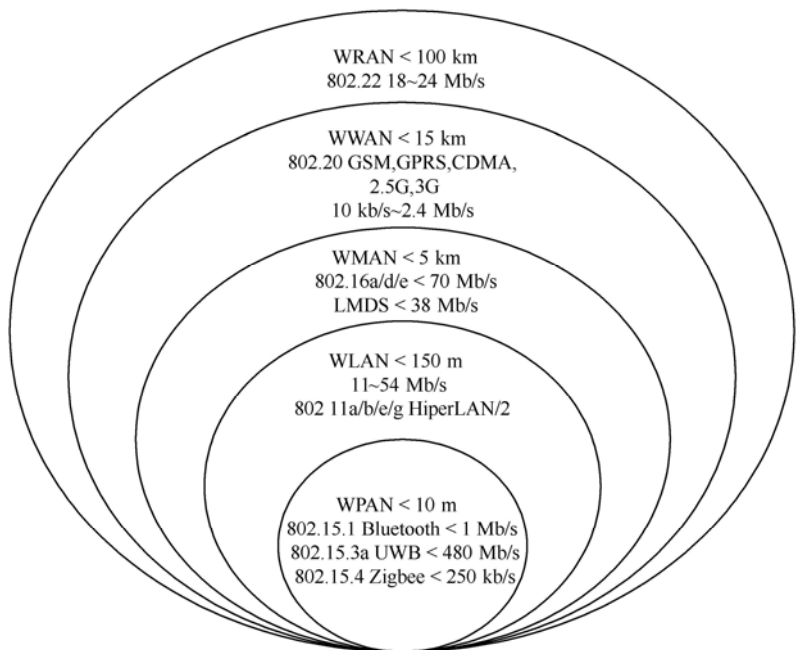


图9-2 WRAN与其他宽带无线接入网络标准的比较

WRAN 上下行通信采用时分双工（Time Divided Duplex, TDD）方式，用户终端的下行数据速率可达到 1.5 Mb/s，上行数据速率可达到 384 kb/s。WRAN 的频谱效率为 0.5~5 b/s/Hz，

若假定覆盖区域内的平均频谱效率为 3 b/s/Hz, 则在一个 6 MHz 带宽的 TV 信道上能够达到 18 Mb/s 的物理层数据率, 在一个 8 MHz 带宽的 TV 信道上能够达到 24 Mb/s 的物理层数据率^[2-4]。

WRAN 小区可以与广播电视的覆盖区域交叠, 存在与广播电视业务共存问题。为了解决这一问题, WRAN 利用认知无线电技术识别授权用户并且在授权用户出现时及时退让频谱, 从而避免对授权用户造成干扰。WRAN 将空闲的电视广播频段充分利用起来, 提高了频谱利用率。此外, WRAN 小区之间也可能存在交叠, 也需要一系列相应的措施防止小区间相互干扰, 以实现自共存。

WRAN 能够提供数据、语音和具有一定 QoS 保障的音频和视频服务, 服务质量与目前服务于城区和郊区的固定有线宽带接入技术(如 DSL 和 Cable Modem)相当。因为 WRAN 不需要频谱使用许可, 所以服务成本较低, 主要面向偏远农村地区以及人口密度低、对服务水平要求中低的地区。

9.1.2 IEEE 802.22 标准概况

IEEE 802.22 标准是为了实现 WRAN 提出的, 它的工作是为 WRAN 制订一套可行的物理层和 MAC 层空中接口。参与 IEEE 802.22 工作组的成员包括: 摩托罗拉、ST Microelectronics、Philips、France Telecom、Georgia Institute of Technology、Hong Kong University of Science and Technology、加拿大 Communications Research Center、新加坡 Institute for Infocomm 等。

IEEE 802.22 目前的工作频带是北美的 TV 频带(54~862 MHz), IEEE 802.22 工作组正在努力将频带范围扩展到 41~910 MHz, 以制订一个符合世界各地无线电政策的国际标准并兼容不同带宽的电视信道(6 MHz、7 MHz 及 8 MHz)。经各方努力, IEEE 802.22 于 2006 年通过了 IEEE 802.22 草案 1.0 版本(以下简称 IEEE 802.22 草案), 在 2007 年通过了 2.0 版本, 目前正处于 3.0 版本的制订中。

9.1.3 IEEE 802.22 空中接口

IEEE 802.22 必须在不对授权用户造成干扰的前提下工作, 此外不同小区间 IEEE 802.22 设备的共存也需要解决, 所以要求 IEEE 802.22 的空中接口具备足够的灵活性和适应性。灵活性指系统的工作参数(如传输数据率、编码方式、调制方式、频谱分配、传输功率等)可变。适应性指系统能够根据实际环境和用户需求对通信方案或特定传输参数进行调整, 只有这样才能使 IEEE 802.22 在复杂多变的无线环境中达到实际应用的要求。

下面详细介绍 IEEE 802.22 的物理层和 MAC 层技术。

1. IEEE 802.22 物理层技术

IEEE 802.22 的物理层技术主要包括 OFDM 传输技术、信道编码、数据调制、功率控制和物理层检测技术。首先, 目前有三种不同带宽的电视信道, 分别为 6 MHz、7 MHz、8 MHz, 因此 IEEE 802.22 的物理层至少要能兼容这三种信道, 还应能够根据业务需求同时占用多个不一定连续的 TV 信道。此外为了避让授权用户, 系统还要时常切换工作信道。因此, IEEE 802.22 的物理层传输技术必须是频率捷变的, 能灵活分配信道和子载波, OFDM 传输技术成

为了首选；其次，一个小区中不同用户有不同的服务需求，同时各个 CPE 到 BS 的无线信道环境也不同，要保证各个用户的 QoS，IEEE 802.22 必须具备灵活的编码和调制方案；再次，为了有效地保护授权用户需要控制认知用户的传输功率，物理层还要支持传输功率控制（Transmission Power Control, TPC）；最后，物理层应支持相应的检测技术，用以发现频谱空穴和授权用户。

IEEE 802.22 草案建议采用正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）技术进行数据传输，采用码率为 1/2 至 5/6 的卷积码进行信道编码，采用 QPSK、16QAM、64QAM 等技术进行信号调制。其主要的物理层参数如表 9-1 所示。

表 9-1 IEEE 802.22 物理层主要参数

参 数	规 范	说 明
工作频率范围	54~862 MHz	
信道带宽	6 MHz、7 MHz、8 MHz	
调制方案	QPSK, 16QAM, 64QAM	导频信号使用 BPSK 调制
发射 EIRP	CPE 默认为 4 W	美国 BS 为 4 W，其他地区可能不同
多址方式	OFDMA	
FFT 模式	2 048	
循环前缀长度	1/4, 1/8, 1/16, 1/32 FFT 长度	
双工方式	TDD	

下面将依次介绍 IEEE 802.22 中的 OFDM 技术、信道编码、信号调制、功率控制和物理层检测技术。

（1）OFDM 技术

OFDM 技术的基本原理请参见本书 4.1.1 节，这里不再赘述。因为 IFFT/FFT 是实现 OFDM 的一种高效方法，所以这部分先介绍 IEEE 802.22 中实现 OFDM 所采用的 FFT 模式及相关的参数，然后介绍 IEEE 802.22 中 OFDM 的子载波分配。

① FFT 模式。IEEE 802.22 草案建议单 TV 信道采用 2K 的 FFT 模式，由此得到在不同带宽（6 MHz、7 MHz、8 MHz）的 TV 信道上的子载波频率间隔、循环前缀长度和符号周期以及整体的传输参数详述如下^[4, 5]：

（a）子载波频率间隔。子载波频率间隔 Δf 与单 TV 信道带宽有关，采用固定的子载波频率间隔，三种信道带宽下的子载波频率间隔及相应的 FFT/IFFT 时间 T_{FFT} 如表 9-2 所示。

表 9-2 三种 TV 信道带宽下 OFDM 的子载波频率间隔和 FFT/IFFT 时间

单 TV 信道带宽 /MHz	6	7	8
子载波频率间隔 $\Delta f/\text{Hz}$	$\frac{6 \times 10^6 \times 8}{2 \times 2^{10}} = 3\,348.214$	$\frac{7 \times 10^6 \times 8}{2 \times 2^{10}} = 3\,906.250$	$\frac{8 \times 10^6 \times 8}{2 \times 2^{10}} = 4\,464.286$
FFT/IFFT 时间 $T_{\text{FFT}}/\mu\text{s}$	298.666	256.000	224.000

（b）循环前缀长度及符号周期。OFDM 符号的循环前缀长度 T_{CP} 可以选择为 FFT/IFFT 时间 T_{FFT} 的 1/32、1/16、1/8 或 1/4，与之相对应的 OFDM 符号周期 T_{SYM} 如表 9-3 所示。

表 9-3 循环前缀长度及其对应的 OFDM 符号周期

		$T_{CP} = T_{FFT} / 32$	$T_{CP} = T_{FFT} / 16$	$T_{CP} = T_{FFT} / 8$	$T_{CP} = T_{FFT} / 4$
$T_{SYM} = T_{FFT} + T_{CP}$ (μs)	6 MHz	308.000	317.333	336.000	373.333
	7 MHz	264.000	272.000	288.000	320.000
	8 MHz	231.000	238.000	252.000	280.000

(c) OFDM 传输参数。三种带宽的单 TV 信道在 2K FFT 模式下的 OFDM 传输参数如表 9-4 所示。

表 9-4 单 TV 信道在 2K FFT 模式下的 OFDM 传输参数

TV 信道带宽 / MHz	6	7	8
子载波频率间隔 Δf / Hz	3 348.214	3 906.250	4 464.286
$T_{FFT} / \mu s$	298.666	256.000	224.000
子载波总数 N	2 048		
保护子载波数 N_G	368		
数据子载波数 N_D	1 440		
导频子载波数 N_P	240		
实际使用子载波数 $N_I = N_D + N_P$	1 680		
信号带宽 $\Delta f / N_I$ / MHz	5.625	6.563	7.500

② OFDM 子载波的分配。子载波分配是将逻辑子载波以一定的周期分别映射到时域和频域上，这样就打乱了逻辑子载波之间的载波频率间隔，能起到一定的加密和抗频率选择性衰落的作用。

子载波按功能可分为以下三类：数据子载波、导频子载波、保护子载波（包括直流子载波和空子载波）。数据子载波和导频子载波按一定规则分配在整个带宽范围内，直流子载波分配在频带中心，空子载波分配在频带边缘且不携带任何能量。IEEE 802.22 中每个 OFDM 符号包含 60 个子信道（这些子信道是逻辑子信道，而不是物理上频率连续的子信道），一个逻辑子信道又包含 28 个逻辑子载波。它的逻辑子信道中不含保护子载波，28 个逻辑子载波中共有 24 个数据子载波，4 个导频子载波^[4]。这里简要介绍导频子载波和数据子载波的分配。

(a) 导频子载波的分配。IEEE 802.22 草案建议的导频子载波分配方式如图 9-3 所示，该图是导频子载波在时域和频域映射的最小重复单位，横向表示时间，纵向表示频率，每列表示一个 OFDM 符号，每行表示一个 OFDM 子载波。由图 9-3 可见导频子载波在时域以 7 个 OFDM 符号的符号周期循环出现，在频域以 7 个子载波的频率间隔循环出现。该分配方式不随选取的总信道带宽或 FFT 长度改变。需要说明的是，在 IEEE 802.22 系统的上、下行通信中，下行导频子载波按这种方式映射到时域和频域就完成了分配，上行导频子载波按这种方式进行时频映射之后还需要进行子载波交织才能完

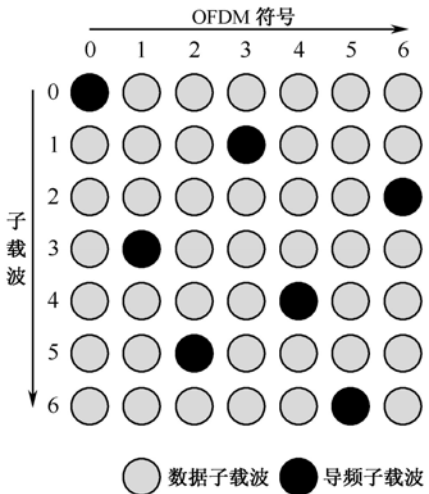


图9-3 IEEE 802.22中下行导频子载波在时域和频域上的分配

成分配。

(b) 数据子载波的分配。数据子载波的分配通过块交织算法完成，经过上述时频映射的上行导频子载波也要经过该算法进行交织才能完成分配，该算法如式 (9-1) 和式 (9-2) 所示。

$$\begin{cases} L_{0,p}^{(1)}(k) = [-k, k \cdot p]_K, & k = \{0, \dots, K-1\} \\ I_{p,q}^{(1)}(k) = L_{1,p,q}(k) = [K - p + k + q \cdot p \cdot L_{0,p}^{(1)}(k)]_K \end{cases} \quad (9-1)$$

$$\begin{cases} L_{0,p}^{(j)}(k) = [-k - p \cdot I_{p,q}^{(j-1)}(k)]_K \\ I_{p,q}^{(j)}(k) = [K - p + k + q \cdot p \cdot L_{0,p}^{(j)}(k)]_K \end{cases}, j \geq 2 \quad (9-2)$$

式中， k 是进行交织的子载波号； K 是进行交织的子载波总数； p 是交织块数； q 是整数参量； j 是迭代次数；数学符号 “ $[E]_K$ ” 表示表达式 E 的值对下标 K 求余； $L(k)$ 是交织函数； $I(k)$ 是交织结果。

本交织算法的第 j 阶结果为 $I_{p,q}^{(j)}(k)$ ，它由第 j 阶的交织函数值 $L_{0,p}^{(j)}(k)$ 决定，而 $L_{0,p}^{(j)}(k)$ 又由前一阶结果 $I_{p,q}^{(j-1)}(k)$ 决定。因此应从第一阶开始逐阶迭代进行计算，最终结果要转换到区间 $[-K/2, K/2]$ 上。

(2) 信道编码

IEEE 802.22 中物理层最小的收发数据单元由控制头和物理协议数据单元 (Physical Protocol Data Unit, PPDU) 组成，一个 PPDU 由 PPDU 前导信号和物理服务数据单元 (Physical Services Data Unit, PSDU) 组成，PSDU 由 PSDU 前导信号和有用数据载荷组成。IEEE 802.22 中只对控制头及 PPDU 的 PSDU 进行信道编码，而不对 PPDU 的前导信号进行信道编码^[1, 4, 5]。

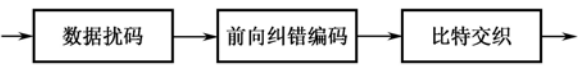


图9-4 IEEE 802.22的信道编码过程

IEEE 802.22 中的信道编码包括数据扰码、前向纠错编码和比特交织，图 9-4 描述了其信道编码的过程。

下面将按照信道编码的过程分别介绍

IEEE 802.22 中的数据扰码、前向纠错编码和比特交织。

① 数据扰码。数据扰码是通过将输入数据和一个伪随机二进制序列模二加实现的，伪随机二进制序列使用一个伪随机二进制序列 (Pseudo Random Binary Sequence, PRBS) 产生器生成。数据扰码的作用是使输出的扰码数据具有伪随机性，避免出现长 “0” 或长 “1”，便于提取时钟，同时起到一定的加密作用。

IEEE 802.22 草案建议伪随机二进制序列产生器的生成多项式是： $1+X^{14}+X^{15}$ ，低位在左，高位在右，伪随机二进制序列产生器的初始向量为：011011100010101，如图 9-5 所示。

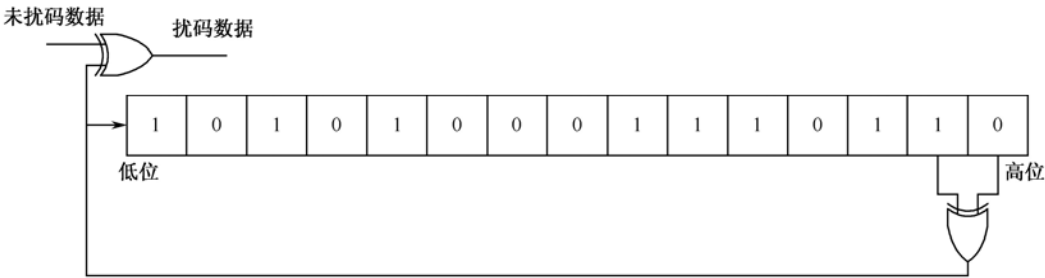


图9-5 利用伪随机二进制序列产生器进行数据扰码

② 前向纠错编码。考虑到与 IEEE 802 系列其他无线标准的继承和兼容性, IEEE 802.22 草案建议前向纠错编码必选的方案是卷积编码, 也可选择双二进制卷积 Turbo 码、低密度奇偶校验码或截短分组 Turbo 码。这几种前向纠错码的编码原理请参见本书 4.4 节, 这里介绍 IEEE 802.22 草案建议的卷积编码方案。IEEE 802.22 草案建议卷积编码采用 (2, 1, 6) 卷积编码器进行, 该编码器的结构如图 9-6 所示, 一个延时器表示 1 bit 的延时, 两个输出端 A 和 B 的生成多项式分别为:

$$g_A(x)=1+x+x^2+x^3+x^6$$
$$g_B(x)=1+x^2+x^3+x^5+x^6$$

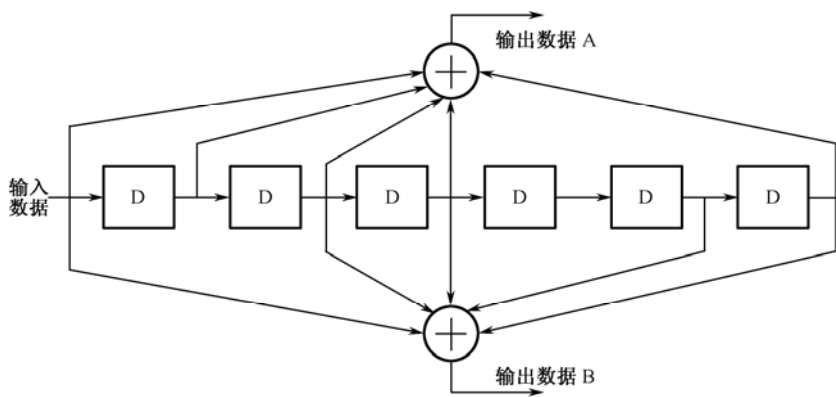


图9-6 IEEE 802.22中的 (2, 1, 6) 卷积码编码器

为了得到不同的码率, 可以对卷积编码器的输出进行截短。在接收端, 使用 Viterbi 算法进行解码, 数据进入 Viterbi 解码器之前使用零比特填补被截短的部分。表 9-5 给出了由 1/2 码率卷积编码器的输出可以得到的各种码率及相应的截短方式和解码前的填补方案。

表 9-5 不同码率的卷积码与其对应的截短方案和解码填补方案

码 率	1/2	2/3	3/4	5/6
卷积编码器输出	A1B1	A1B1A2B2	A1B1A2B2A3B3	A1B1A2B2A3B3A4B4A5B5
截短输出	A1B1	A1B1B2	A1B1B2A3	A1B1B2A3B4A5
解码器输入	A1B1	A1B10B2	A1B10B2A30	A1B10B2A300B4A50

③ 比特交织。经前向纠错编码并截短的数据随后经过一个二步块交织器进行交织。每个交织器的大小由编码块的编码比特数决定。比特交织算法与数据子载波分配中的交织算法相同, 将式 (9-1) 和式 (9-2) 进行如下改动即可用来计算比特交织: 将子载波总数 K 改为总比特数, p 仍为交织块数, q 对于二进制码交织可简单地设为 2, 子载波号 k 改为比特序号。

完成数据的比特交织后, 整个信道编码过程结束, 接下来需要对数据信号和导频信号进行调制。

(3) 信号调制

IEEE 802.22 草案建议数据信号和导频信号分别采用不同的调制方案, 这里不再赘述各种调制方案的具体原理, 主要介绍数据信号调制和导频信号调制采用的调制方案。

IEEE 802.22 草案建议的数据调制方案有 QPSK、16QAM 或 64QAM。数据经过比特交织

后进入星座映射器进行调制，信号调制的过程简单示意如图 9-7，系统首先将星座映射器的输入比特流以每个数据块的比特数（Number of Coded Bits Per Block, NCBPC）为单位分割为若干个数据块。然后进行串/并转换，将 NCBPC 个比特分为并行的两路，一路为同相支路，一路为正交支路，每路含 NCBPC/2 个比特。随后，分别将两支路的 NCBPC/2 个二进制码转化为一个多进制码，再将同相支路与余弦载波相乘，将正交支路与正弦载波相乘，最后将两路乘积相加，这样就得到了最终的调制信号。如果用同相支路的多进制码作实部，用正交支路的多进制码作虚部，则可将每个数据块转化为一个复向量，通过调整数据块的比特数和载波相位，可以使该复向量在复平面对应 QPSK、16QAM 或 64QAM 的一个星座点，这样就相应地完成了 QPSK、16QAM 或 64QAM 调制^[4]。

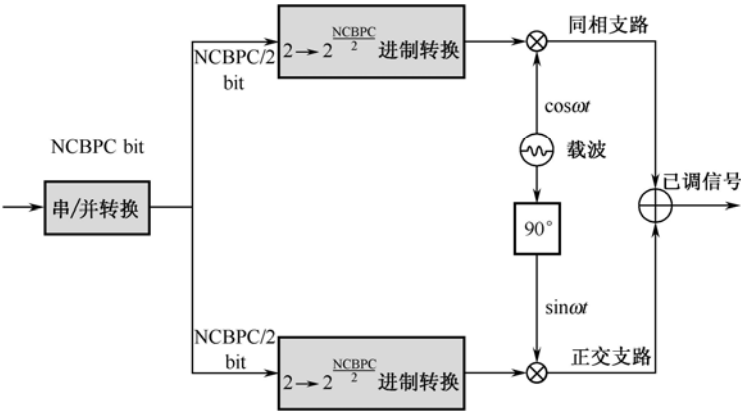


图9-7 IEEE 802.22信号调制示意图

为了增强抗干扰能力，使接收端能够准确解调出导频信号，IEEE 802.22 草案建议导频信号采用 BPSK 调制。

（4）功率控制

IEEE 802.22 支持点对点的传输功率控制（Transmit Power Control, TPC），在维持可靠连接的前提下能够将传输功率降到最低，从而最大限度地减小对授权用户的干扰。

IEEE 802.22 小区中 CPE 的传输功率由 BS 集中控制，传输功率控制原理如下：BS 首先对接收到的信号进行精确的功率测量，然后将测量结果与一个参考功率比较，根据比较结果生成功率控制信息，该信息通过下行信道传递给相应的 CPE，CPE 在接收到功率控制信息的下一个上行子帧调整自己的有效全向辐射功率（Effective Isotropic Radiated Power, EIRP）。EIRP 密度即每个 OFDM 子载波上的 EIRP，工作中的 CPE 应维持 EIRP 密度不变，若子载波数减少，总的 EIRP 应成比例地减小，若子载波数增多，总的 EIRP 应成比例地增加，但是在一个 TV 信道上总的 EIRP 不能超过最大值。BS 可以通过功率纠正信息改变 CPE 的 EIRP 密度，当 CPE 自己需要改变 EIRP 密度时，CPE 应向 BS 发送信息进行说明。IEEE 802.22 草案建议，传输功率控制的精度要到达±0.5 dB，传输功率控制的步长为 1 dB，传输功率控制的动态范围要达到 60 dB，由于路径损耗和功率波动的实时变化，传输功率控制的时间灵敏度要达到 6 dB/s。

如果 IEEE 802.22 小区与授权网络有交叠区域，则 BS 要对交叠区域中的 CPE 进行传输功率控制，保护授权网络的正常工作。图 9-8 显示了靠近 NTSC（National Television System Committee）TV 站的 IEEE 802.22 小区进行功率控制的情况，根据 CPE 和授权用户距离的不同，对 CPE 传输功率的控制也不同。Grade B 为 NTSC TV 站的保护边界，由 Grade B 向外 150 m 的环形区域为保护带，为了保护授权用户，Grade B 以内及保护带中的 CPE 不能发送

信号, EIRP 为零。越靠近 TV 站, CPE 的 EIRP 越小, 但是 CPE 与 BS 正常通信所需要的 EIRP 存在一个最小值, 对应有一个最小距离, 距离保护带外边界小于最小距离的 CPE 不能发送信号, EIRP 为零, 距离保护带外边界大于最小距离且小于 4.7 km 的 CPE 应控制 EIRP 小于 4 W, 距离保护带外边界大于 4.7 km 的 CPE 能以 4 W 进行全功率信号发射。当多个 CPE 处于该范围内时要考虑到它们对授权用户的联合影响, 进行联合功率控制^[6]。

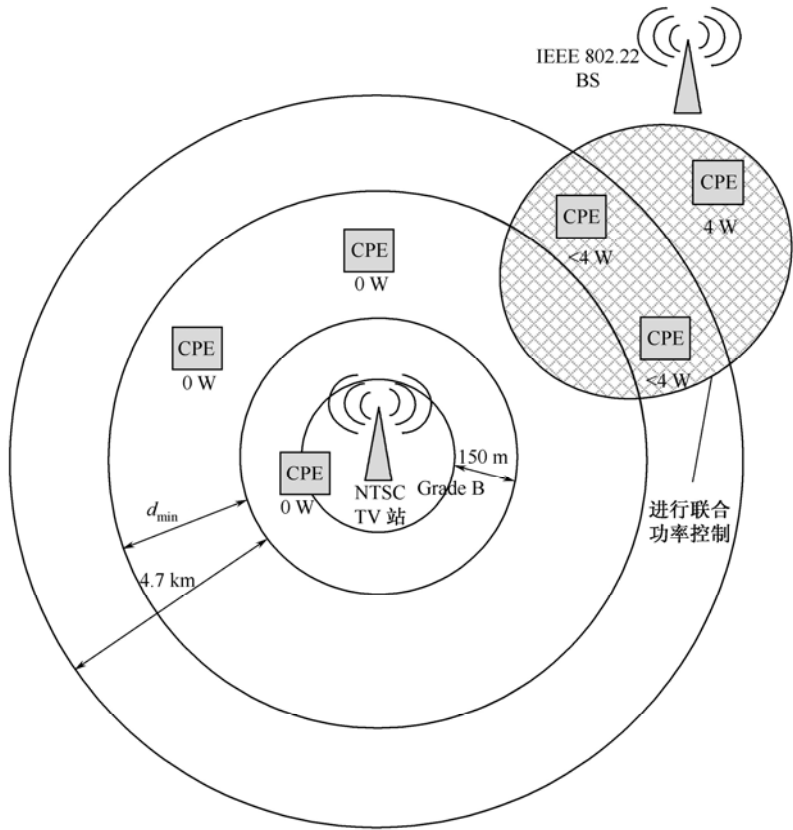


图9-8 靠近NTSC TV站的IEEE 802.22小区的TPC

(5) 物理层检测技术

IEEE 802.22 草案建议频谱检测分为粗略检测和精细检测两步进行, 如图 9-9 所示, 第一步是待检测信道进行粗略检测, 可以采用能量检测、多分辨率检测等技术实现, 目的是尽可能快速地对信道的占用状况进行粗略估计, 因此在这一步中检测信息的交换速度比检测可靠性更重要, 粗略检测的门限可以由 BS 或 CPE 设定, 如果接收信号的能量高于检测门限, 则认为在该信道出现了授权用户, 否则认为在该信道没有出现授权用户。第二步是待检测信道进行精细检测, 通常采用特征检测实现。如果粗略检测已经在该信道检测到授权用户, 则精细检测可以进一步识别授权用户的类型, 如果粗略检测没有在该信道检测到授权用

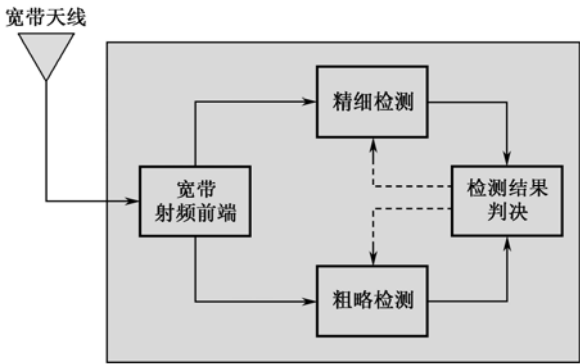


图9-9 IEEE 802.22中频谱检测的工作流程

户，则精细检测可以检测可能存在的小功率授权用户信号。由于采用不同的检测算法，精细检测的结果比粗略检测的结果可靠，但需要的检测时间比粗略检测的检测时间长。

IEEE 802.22 草案给出了多个候选的物理层检测技术，其中关于能量检测、匹配滤波器检测、循环平稳特征检测的原理请参见本书 3.4 节，这里首先简要介绍一下多分辨率检测，它是实现粗略检测的主要技术之一。由于 ATSC（Advanced Television System Committee）DTV 是一种常见的典型授权系统，所以随后介绍针对 ATSC DTV 的特征检测。

① 多分辨率检测（Multi-Resolution Spectrum Sensing, MRSS）。MRSS的基本原理如下：设 $w(t)$ 为一个脉冲调制窗函数，如式（9-3）所示， $w(t)$ 的频谱 $W(\omega)$ 是一个脉冲窗， f_w 是频域脉冲间的频率间隔， f_c 是脉冲窗的中心频率， $y(t)$ 是 $w(t)$ 和接收信号 $r(t)$ 的卷积，如式（9-4）所示，式（9-5）是当 $t=0$ 时式（9-4）的表示。从频域分析， $y(t)$ 的频谱 $Y(\omega)$ 表示用 $W(\omega)$ 对接收信号 $r(t)$ 的频谱 $R(\omega)$ 以 f_c 为中心频率、以 f_w 为频率间隔进行的抽样，因此，通过调整 $w(t)$ 改变 $W(\omega)$ ，可以调节对 $R(\omega)$ 的抽样方式，从而得到在不同频段和不同频谱分辨率下 $Y(\omega)$ 的抽样。

$$w(t)=\begin{cases} \cos^4(\pi f_w t)\exp(j2\pi f_c t), & -\frac{1}{2f_w}<t<\frac{1}{2f_w} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{9-3}$$

$$y(t)=\int_{-\infty}^{\infty} r(s)w(t-s) \, ds = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega)W(\omega)e^{j\omega t} \, d\omega \tag{9-4}$$

$$y(0)=\int_{-\infty}^{\infty} r(s)w(-s)ds=\int_{-1/(2f_w)}^{1/(2f_w)} r(s)w(s)ds=\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega)W(\omega) \, d\omega \tag{9-5}$$

图 9-10 描述了一种实现 MRSS 的功能简图。在接收端，天线接收到的宽带射频信号首先通过一个低噪声放大器（Low-Noise Amplifier, LNA）进行放大，放大后的接收信号被分为上、下两条支路，上面的支路为同相支路，下面的支路为正交支路。脉冲窗函数发生器产生一个脉冲窗，脉冲窗在频域的脉冲间隔是可变的，用本振分别对该脉冲窗进行同相和正交调制，则已调脉冲窗的中心频率就是本振频率，已调脉冲窗再分别与同相支路和正交支路进行模拟域相关，则已调脉冲窗在频域的脉冲间隔就是对接收信号的频谱进行抽样的抽样间隔。模拟域相关器对放大后的接收信号和已调脉冲窗进行相乘并积分完成模拟域相关，然后对模

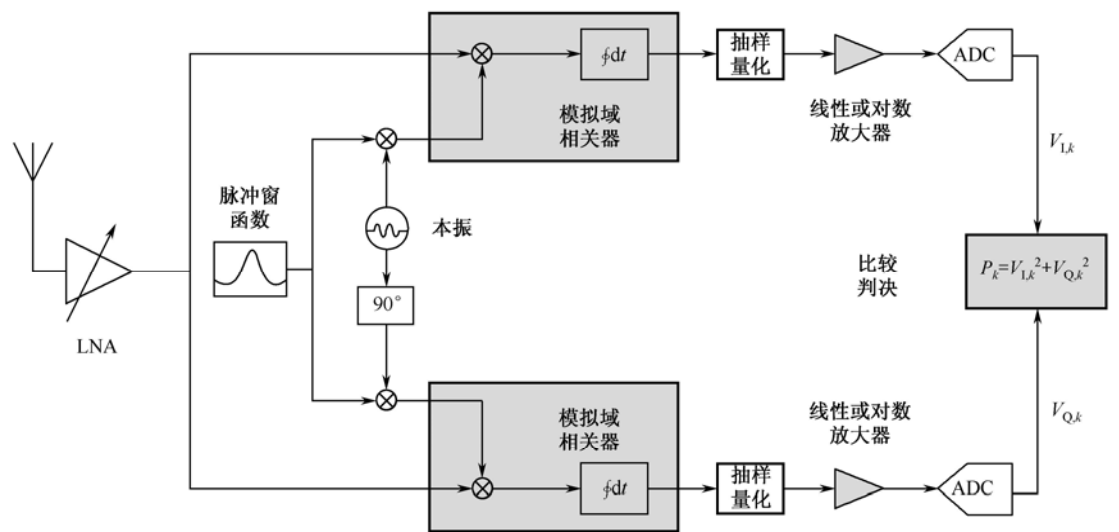


图9-10 实现MRSS的功能简图

拟域相关器的输出进行抽样量化，从而得到接收信号的同相分量和正交分量在给定方式下的频谱抽样。为了最大化利用模数转换器（Analog-to-Digital Converter, ADC）的动态范围，可以在 ADC 之前加入一个线性或对数放大器，最后，对同相支路 ADC 的输出 $V_{I,k}$ 和正交支路 ADC 的输出 $V_{Q,k}$ 求平方和，得到接收信号在给定的频段和频谱分辨率下的频谱抽样信号的能量 P_k ，将该值与检测门限进行比较，若大于检测门限判决为检测到授权用户信号，否则判决为没有检测到授权用户信号。

MRSS 检测具有许多优势，首先，因为它是在模拟域的基础上实现的，因此运行速度快、功耗低；其次，通过应用宽的小波脉冲及大幅的本振调频间隔，MRSS 方案能够进行大频谱跨度的快速稀疏扫描，通过使用窄的小波脉冲及细微的本振调频间隔，MRSS 可以进行小频谱跨度的慢速精细扫描，这就可以在实际应用中根据具体情况灵活调整参数以达到更好的检测性能。由于 MRSS 具有上述优势，IEEE 802.22 草案将它列为一种候选的物理层检测技术。

② 针对 ATSC DTV 的特征检测。特征检测依赖于信号的先验知识，若系统需要识别授权用户的类型，则对给定信道进行特征检测。这里介绍 ATSC DTV 特征序列相关检测法和 ATSC DTV 基于 FFT 的导频检测法。

(a) ATSC DTV 特征序列相关检测法。本检测方法主要分为两步，第一步，将接收信号转换为基带信号；第二步，在已知特征序列的基础上对基带信号与特征序列进行相关，由相关器的输出得到检测统计量，将检测统计量与检测门限比较做出判决。

一个完整的 ATSC DTV 信号称为一个 ATSC DTV 数据场。一个数据场由 313 个数据段组成，其中第一个数据段称为场同步段，其结构如图 9-11 所示。场同步段的总长度为 832 位，顺次由一个 4 位二进制段同步序列“1001”、一个 511 位二进制伪随机噪声（Pseudo random Noise, PN）序列、三个长度为 63 位的二进制 PN 序列和一个长度为 128 位的 VSB 调制的保留序列组成，VSB 调制的保留序列是未知的。场同步段的出现周期也就是一个 ATSC DTV 数据场的周期，由于场同步段中含有已知的 PN 序列并且以 24.2 ms 为周期循环出现，因此可以利用场同步段进行相关检测。

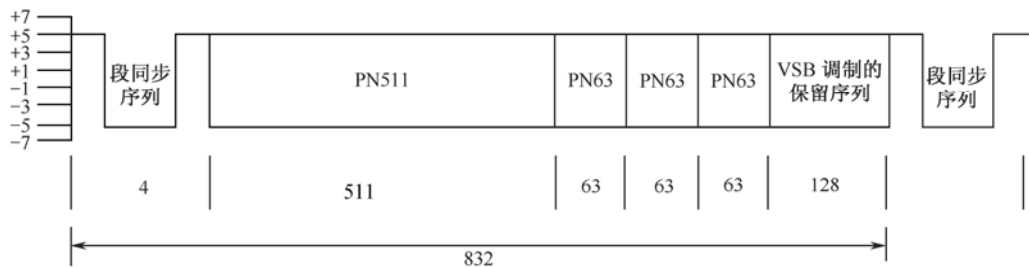


图9-11 ATSC DTV信号的场同步段

每个数据场中除了第一个数据段是场同步段之外，其余的 312 个数据段是承载数据的普通数据段，其结构如图 9-12 所示。在普通数据段中，起始部位也插入了 4 位二进制段同步序列“1001”，之后是长度为 828 位的八进制残留边带调制的数据序列。普通数据段的段同步序列也是周期性地出现的，因此也可以用来进行相关检测。

如上所述，ATSC DTV 信号中有场同步段和段同步序列两种特征序列可以被用来进行相关检测，对应的有两种特征检测方法：基于场同步段的特征检测和基于段同步序列的特征检测。下面分别介绍这两种检测方法。

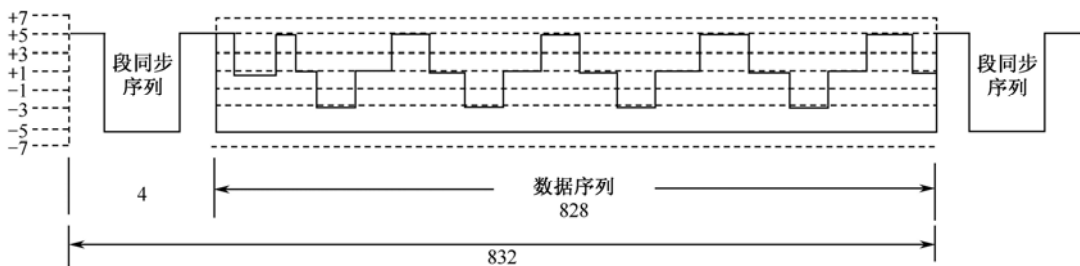


图9-12 ATSC DTV信号的普通数据段

基于场同步段的特征检测的基本原理如下：由于场同步段中主要是二进制序列，所以可以用二进制序列 $q[n]$ 表示场同步段的序列，因为第二个 PN63 序列在每个场同步段反转一次，末尾的保留序列是未知的，所以将 $q[n]$ 中这两部分置为 0。又由于在检测端对接收信号以 2 倍的 ATSC DTV 信号速率进行抽样得到序列 $y[n]$ ，因此还需要对 $q[n]$ 进行抽样，将序列长度扩展为 2 倍，得到参考序列 $p[n]$ ，为便于统计分析，将 $p[n]$ 归一化，如式 (9-6) 所示。

$$\sum_{n=0}^{L-1} p^2[n] = 1 \quad (9-6)$$

式中， L 是 $p[n]$ 的长度， $L=2 \times 832=1\ 664$ 。检测统计量 T_{FS} 定义如式 (9-7) 所示。

$$T_{FS} = \max_{0 \leq i \leq W_{FS}-1} \left| \sum_{n=0}^{L-1} p[n]y[i+n] \right| \quad (9-7)$$

式中， W_{FS} 是对接收信号在一个 ATSC DTV 数据场周期内的抽样点数。接收信号的抽样频率为 21.524476 MHz，数据场的周期为 24.2 ms，所以 $W_{FS}=21.524476\text{ MHz} \times 24.2\text{ ms}=520\ 892$ 。

T_{FS} 越大说明接收信号和 ATSC DTV 信号越相近。求出 T_{FS} 后与检测门限比较，大于检测门限判决为检测到 ATSC DTV 信号，否则判决为没有检测到 ATSC DTV 信号。

以上方法还有可改进之处，首先，实际接收到的场同步段并不完全是二进制序列，另外 VSB 调制的保留序列，因此可以使用一个和实际的场同步段更匹配的序列 $q'[n]$ ，而不是简单的二进制序列 $q[n]$ 。其次，ATSC DTV 信号采用残留边带调制，所以不应简单地对 $q'[n]$ 抽样，将序列长度扩展 2 倍，并加入一个低通内插滤波器和一个残留边带调制器，这样得到的序列 $p'[n]$ 能够最大限度地与实际接收到的场同步段的抽样序列相匹配。

利用场同步段进行频谱检测的最大缺点就是场同步段在 ATSC DTV 信号中非常稀疏，每 24.2 ms 只有一个场同步段，所以需要观测一个 520 892 点的抽样序列，对这么多点进行相关并比较结果，对相关检测器来说复杂度较高。此外，多径衰落和频率补偿会严重降低相关检测法的检测性能。

比较而言，利用段同步序列进行相关检测更具有优势。一个 ATSC DTV 数据场的周期为 24.2 ms，包含 313 个数据段，其中不论是场同步段还是普通数据段，都以一个 4 位的二进制段同步序列起始，相邻数据段之间的时间间隔很短，仅为 $24.2\text{ ms}/313 = 0.077\text{ ms}$ ，可以认为它们受频率补偿、时间补偿以及多径衰落的影响都相同，因此可以用相邻两个数据段的段同步序列做相关以消除信道状况的影响。因为对接收信号是以 2 倍 ATSC DTV 信号速率进行抽样的，所以利用段同步序列进行相关检测的最大优势就是只需要观测一个 1 664 (832×2) 点的抽样序列，比利用场同步段进行相关检测的观测时间要短许多。

图 9-13 给出了段同步序列自相关检测器 (Segment-Sync Autocorrelation Detector, SSAD)

的结构。首先，对接收信号以二倍 ATSC DTV 信号速率进行抽样得到 $y[n]$ ，然后将 $y[n]$ 延时 1 664 点并取共轭，然后与 $y[n]$ 相乘，若接收信号为 ATSC DTV 信号，则经过乘法器得到的 1 664 点中有 8 个点为前后两个数据段的段同步序列的共轭乘积，则这 8 个点的幅值为最大。1 664 点乘积经过一个 8 点滑动窗求 8 点滑动平均，然后再经过多次延迟累加，每累加一次段同步序列的共轭乘积就加一次，而数据序列是随机的，认为它们在多次叠加的过程中相互抵消了，最后对叠加次数取平均求得最终序列，在最终序列中选择最大的连续 8 个点求和作为检测统计量，则检测统计量 T_{SSAD} 为

$$T_{SSAD} = \max_{0 \leq i \leq W_{SS}-1} \left| \frac{1}{N_D} \sum_{n=0}^{N_D-1} \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 y[i+k+n \cdot L] y^*[i+k+(n+1) \cdot L] \right| \tag{9-8}$$

式中， W_{SS} 是对接收信号抽样所得序列的长度； N_D 是累加次数； L 是一个 ATSC DTV 信号数据段以 2 倍速率抽样的长度， $L=2 \times 832=1\,664$ ； T_{SSAD} 大于检测门限判决为检测到 ATSC DTV 信号，否则判决为没有检测到 ATSC DTV 信号。

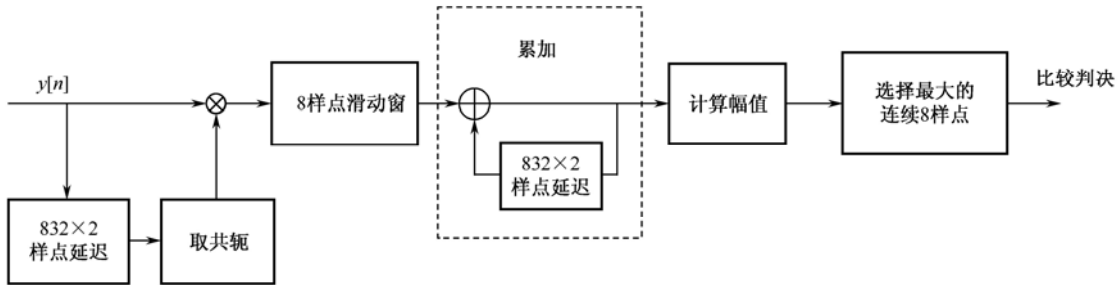


图9-13 段同步序列自相关检测器结构简图

需要说明的是，无论采用场同步段的特征检测还是段同步序列的特征检测，由于接收到的 ATSC DTV 信号可能都经过了频率补偿，所以在进行相关检测之前需要先恢复导频频率。恢复导频频率的过程如下：首先，在接收到的低中频序列 $x(t)$ 中截取一段进行 FFT 变换；然后，对多个连续数据段的 FFT 输出先求绝对值再求均值；接着，在理论导频频率附近寻找频谱峰值（如在理论导频频率上下 20 kHz）；最后，将峰值与检测门限比较，如果大于门限则峰值位置可确定为导频频率。恢复出导频频率之后，利用导频频率对接收信号进行解调，就得到了 ATSC DTV 的基带信号，然后就可将基带信号与参考信号做相关，进行相关检测。

(b) ATSC DTV 基于 FFT 的导频检测法。因为 ATSC DTV 信号采用 VSB 调制，所以有一个处于低频段的导频信号，该导频信号的频率在信号频谱中的相对位置是已知的，理论上导频频率为 2.69 MHz。ATSC DTV 信号的基带数据速率为 10.76 Mb/s，载波中频为 5.38 MHz。在检测端对接收信号以 21.52 MHz 进行抽样，然后检测抽样信号是否携带 ATSC DTV 导频频率分量。在检测接收信号是否携带 ATSC DTV 导频频率分量之前先对接收信号做如下处理：

- 第一步，利用理论导频频率 2.69 MHz 将抽样信号解调为基带信号；
- 第二步，用低通滤波器对第一步得到的基带信号进行滤波；
- 第三步，对第二步滤波后的信号进行频率为 53.8 kHz 的降采样，得到降采样信号序列；
- 第四步，对第三步得到的降采样信号序列进行 FFT，得到降采样信号频谱；
- 第五步，对第四步得到的降采样信号频谱取模求平方得到信号的功率谱，求出功率谱的最大值并找到该最大值对应的频率位置。

对接收信号完成上述处理之后，可以采用两种方法进行检测，第一种方法是针对导频频

率的功率设定一个检测门限,将第五步中的功率谱最大值与该检测门限进行比较并进行判决,这种方法称为导频能量检测法。第二种方法是针对导频频率的频谱位置设定一个检测门限,将第五步中的功率谱最大值对应的频率位置与该检测门限进行比较并进行判决,这种方法称为导频位置检测法。下面分别介绍这两种检测方法。

导频能量检测法有两种实现方法,第一种方法是将上述第三步 FFT 的输出直接取模求平方得到信号的功率谱,将功率谱的最大值与检测门限比较,如果最大值大于检测门限则判决为检测到 ATSC DTV 信号,否则判决为没有检测到 ATSC DTV 信号,这种方法称为单停顿截获检测。第二种方法要将接收信号分为多段处理,对应地称为多停顿截获检测,多停顿截获检测法也有两种实现方案:第一种方案是对每段信号都进行单停顿截获检测并保存各段的检测结果,如果检测结果为有导频频率分量的数量超过一个特定值,则判决为检测到 ATSC DTV 信号,否则判决为没有检测到 ATSC DTV 信号;第二种方案是将各段信号的功率谱求和,再对分段数求平均,然后将平均功率谱的最大值与检测门限比较,如果最大值大于检测门限则判决为检测到 ATSC DTV 信号,否则判决为没有检测到 ATSC DTV 信号。

导频位置检测法通常使用多停顿截获检测,设信号的分段数为 N ,分别求得前 $N/2$ 段信号的平均功率谱的最大值位置 $f_{\max}^{(1)}$ 和后 $N/2$ 段的平均功率谱的最大值位置 $f_{\max}^{(2)}$,然后计算检测统计量 $D = |f_{\max}^{(1)} - f_{\max}^{(2)}|$,如果 D 小于检测门限,则判决为检测到 ATSC DTV 信号,否则判决为没有检测到 ATSC DTV 信号。导频位置检测法对噪声不确定度具有较强的鲁棒性,因为信号的功率谱可能受噪声干扰或信道衰落的影响而降低,但导频频率的频谱位置不会受到这些因素的影响。

2. IEEE 802.22 MAC层技术

(1) 整体架构

IEEE 802.22 的 MAC 层是面向连接的,支持单播、多播和广播三种工作模式,能灵活地满足各种业务需求。由于频谱机会是实时变化的,因此 IEEE 802.22 的 MAC 层要能够及时获取外部无线环境的信息,以发现频谱空穴或授权用户,这就要求 IEEE 802.22 的 MAC 层具有认知功能。

为了实现认知功能,IEEE 802.22 草案建议在 BS 端定义一个称为频谱管理器 (Spectrum Manager, SM) 的实体。SM 在整个 MAC 层架构中扮演关键角色,它负责完成 BS 的核心功能,包括:

① 跟踪频谱的可用性。SM 根据地方频谱政策、授权用户数据库、地理位置信息以及频谱检测结果判断频谱的可用性。频谱可用性的信息库应当在系统初始化时建立,在系统运行期间以适当的时间周期进行更新。

② 信道分类。SM 根据频谱可用性信息和预定规则将信道划分为不同类,关于信道分类的详细内容请参见 9.1.4 节。

③ 接入控制。当 CPE 向 BS 请求接入网络时,由 SM 决定是否为其分配信道,SM 将扫描可用信道列表,根据 CPE 所处位置上各个可用信道的最大允许 EIRP 和 CPE 的业务需求为其分配适当的信道。接入控制主要存在于 CPE 的初始化及网络接入过程中,详细内容请参见本书 9.1.3 节。

④ 信道管理。SM 在保护授权用户和保障认知用户 QoS 的基础上进行信道管理,包括:将整个小区切换到新的信道上工作、将一个或一组 CPE 切换到新的信道上工作、终止特定信

道上的工作、告知 CPE 信道状态的更新。

⑤ 自共存。为使相邻的 IEEE 802.22 小区达到自共存，SM 根据一定规则选择本小区的工作信道，关于自共存的详细内容请参见本书 9.1.4 节。

在 CPE 端也定义了相应的频谱管理实体，称为频谱自动机 (Spectrum Automaton, SA)，它从属于 BS 的 SM。与 SM 相比，SA 是一个相对简单的实体，它只包括一些必要的功能，使 CPE 在没有 BS 控制的时候 (如在初始化连接到 BS 之前) 也能够正常运转，以及保证 CPE 能够对 BS 的命令做出响应。

(2) 超帧与帧结构

IEEE 802.22 的 MAC 层超帧结构如图 9-14 所示。一个超帧的时长为 160 ms，包含第 0~15 共 16 个帧，一帧的时长是 10 ms，其中第 0 帧由两部分组成，前一部分又顺次包含超帧前导信号、第 0 帧的帧前导信号和超帧控制头 (Superframe Control Header, SCH)，超帧和帧的前导信号用于信道估计和同步，SCH 携带 CPE 和 BS 建立通信所需的信息，第 0 帧的后一部分为其传输的信息部分。第 1~15 帧为普通帧，是由帧前导信号和传输的信息部分组成的^[4, 6]。

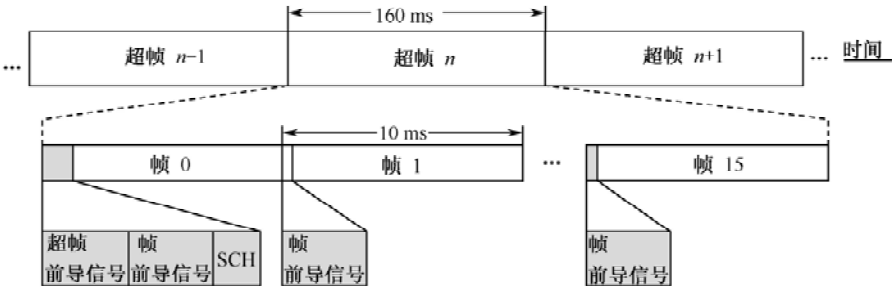


图9-14 IEEE 802.22MAC层的超帧结构

IEEE 802.22 MAC 层的一帧由一串时隙构成，帧的时隙结构如图 9-15 所示。由于采用 TDD 双工方式，一帧由下行和上行两个子帧构成，这两个子帧分别占有若干个时隙。在 IEEE 802.22 中一帧总的时隙数是固定的，但是上行和下行子帧占用的时隙数可以由 BS 灵活调整，因此上行和下行的容量是可控的。

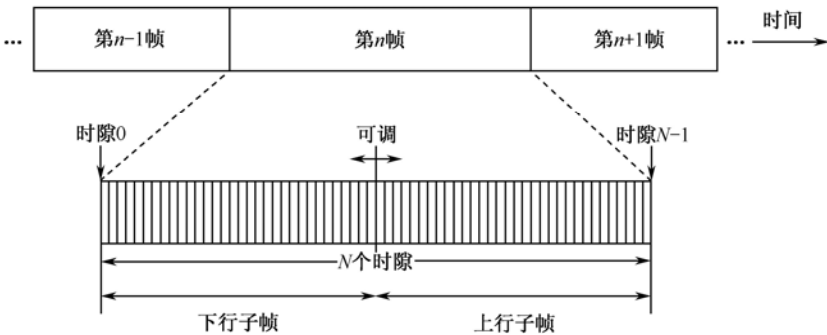


图9-15 IEEE 802.22MAC层帧的时隙结构

IEEE 802.22 的 MAC 层中普通帧自顶向下的 TDD 帧分层结构如图 9-16 所示。一帧中下行子帧在前，上行子帧在后，对于 BS 来说，下行和上行子帧之间有一段发送/接收传输间隔 (Transmit/Receive Transition Gap, TTG)，上行和下行子帧之间有一段接收/发送传输间隔 (Receive/Transmit Transition Gap, RTG)。

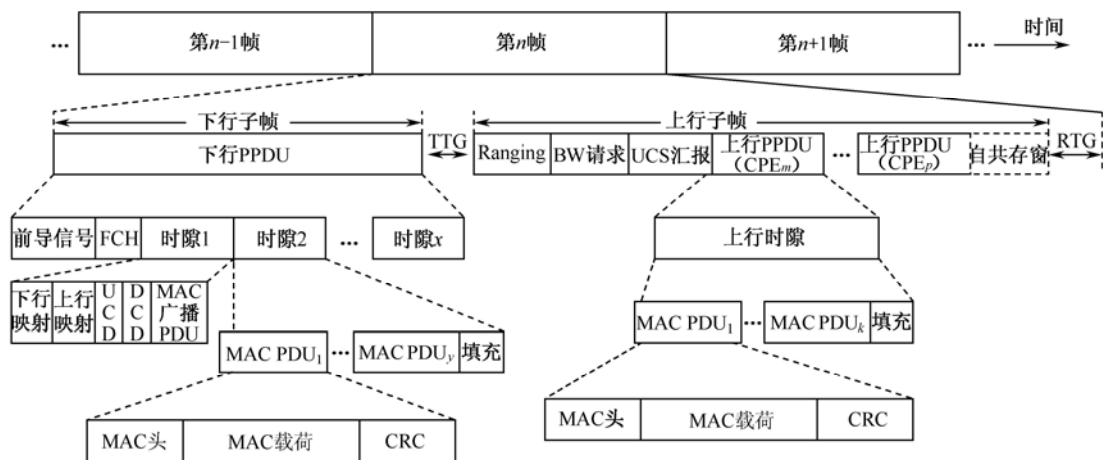


图9-16 IEEE 802.22MAC层帧的分层结构

下行子帧包含一个下行 PPDU。一个下行 PPDU 顺次由帧前导信号、帧控制头（Frame Control Header, FCH）和多个下行时隙组成，其中第一个下行时隙顺次由下行映射（DS MAP）、上行映射（US MAP）、上行信道描述（Upstream Channel Descriptor, UCD）、下行信道描述（Downstream Channel Descriptor, DCD）和 MAC 层广播协议数据单元（Protocol Data Unit, PDU）组成。第一个下行时隙之后的每一个下行时隙由多个 MAC 层 PDU 组成（MAC 层 PDU 通常由三部分组成，MAC 头、MAC 层数据载荷和 CRC 码）。若 MAC 层 PDU 未填满一个时隙，则在末尾用零填充。

上行子帧顺次由 Ranging 窗、带宽请求（BW Request）窗、紧急共存状态（Urgent Coexistence Situation, UCS）汇报窗、多个上行 PPDU 和自共存（Self-Coexistence）窗组成。Ranging 窗用于初始化建立连接，带宽请求窗用于 CPE 向 BS 请求上行传输带宽，UCS 汇报窗用于 CPE 向 BS 汇报突发的发现授权用户的情况，自共存窗用于相邻小区间交换信息以处理自共存。一个上行 PPDU 占用一个上行时隙，各个上行 PPDU 可能来自不同的 CPE。每一个上行时隙也是由多个 MAC 层 PDU 组成的，上行的 MAC 层 PDU 的结构与下行的一样。

IEEE 802.22 帧的时频二维结构如图 9-17 所示。一帧时长为 10 ms，根据所使用的 TV 信道带宽不同（从 6~8 MHz）以及 OFDM 循环前缀的长度不同（从 1/32~1/4 FFT 长度），一帧对应 26~42 个 OFDM 符号，一个 OFDM 符号包含 60 个逻辑子信道。可以认为在 MAC 层帧是以线性 TDM 方式构成的，而在 PHY 层帧是以时/频二维方式构成的（水平方向以 OFDM 符号分割，竖直方向以逻辑子信道分割）。

从图 9-17 中可以看出帧中各部分在 PHY 层是如何映射传输的^[4, 7]。对于下行传输，数据先在一个 OFDM 符号时间里在垂直方向按子信道编号递增的方式映射到逻辑子信道上，60 个逻辑子信道用完之后，再到下一个 OFDM 符号时间里进行同样的映射，最后一个 OFDM 符号如果没有用完则用零填充。对于上行传输，数据先在一个逻辑子信道上在水平方向按时间递增的方式映射到连续的 OFDM 符号中，一个逻辑子信道被填满之后，再到下一个逻辑子信道进行同样的映射，最后一个逻辑子信道如果没有用完则用零填充。上行传输中一个逻辑子信道上一次至少要映射连续 7 个 OFDM 符号。

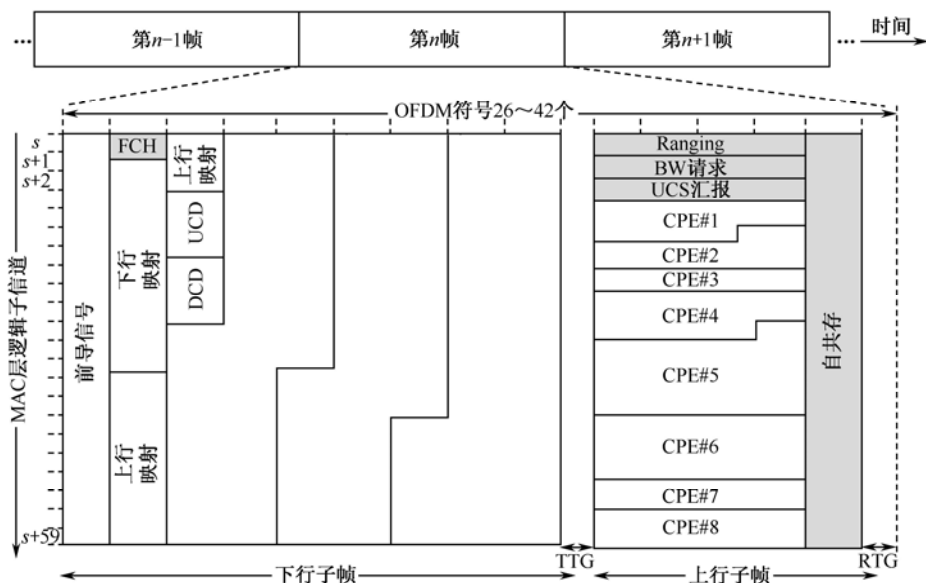


图9-17 IEEE 802.22 MAC层帧的时频结构

(3) 寻址与连接

IEEE 802.22 草案建议每个 BS 或 CPE 都具有唯一的 48 bit 通用 MAC 地址，该地址用在初始化过程中 CPE 与 BS 建立管理连接以及 BS 和 CPE 相互识别认证的过程中。

IEEE 802.22 草案建议一个 IEEE 802.22 小区中的无线连接由一个 12 bit 的连接标识 (Connection Identifier, CID) 标记，因此每条上行或下行信道共可以建立 4 096 个连接。IEEE 802.22 在 MAC 层最小的数据收发单元是 MAC 层 PDU，每个连接承载一个 MAC 层 PDU，即一个 CID 标识一个 MAC 层 PDU，MAC 层管理信息只能搭载相应的管理连接 CID 进行传输。

(4) PDU 的结构及传输

IEEE 802.22 中 MAC 层 PDU 的结构如图 9-18 所示，每个 MAC 层 PDU 以一个固定长度的 MAC 头起始，之后是 MAC 层数据载荷，最后是 CRC 码。MAC 层数据载荷包括 MAC 层数据载荷的子头 (Subheader)、信息元素 (Information Element, IE) 和 MAC 层服务数据单元 (Service Data Unit, SDU)。

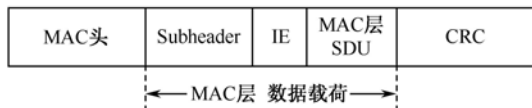


图9-18 IEEE 802.22MAC层PDU的结构

一个 SDU 承载一项 MAC 层业务，承载不同种类 MAC 层业务的 SDU 的长短也不同。一个 SDU 可能过长而不适合只用一个 MAC 层 PDU 传输，也可能过短而不适合独占一个 MAC 层 PDU 传输。因此，不论在上行方向或下行方向，不论承载管理信息或数据信息，MAC 层 SDU 都可以进行分段传输或打包传输。分段传输是指将一个 MAC 层 SDU 分割到多个 MAC 层 PDU 中进行传输，在接收端再合并成一个 MAC 层 SDU，这样可以利用多个连接传输一个 MAC 层 SDU，有效地利用分散的带宽。打包传输是指将多个 MAC 层 SDU 合并到一个 MAC 层 PDU 中进行传输，在接收端再分解出各个 MAC 层 SDU，这样可以在一个连接中传输多个 MAC 层 SDU，可节省带宽。在 MAC 层，由发送端决定是否对 MAC 层 SDU 分段或打包，BS 和 CPE 都有分段或打包传输 MAC 层 SDU 的能力^[4, 7]。

CRC 码应按照 IEEE Std 802.3 的定义计算，附加在 MAC 层数据载荷之后。计算 CRC 码应当包含 MAC 层 PDU 的 MAC 头及 MAC 层数据载荷，而且 CRC 码应当在 MAC 层数据载

荷加密之后计算，这样既保护了 MAC 头又保护了 MAC 层数据载荷。

(5) 初始化及网络接入

BS 的初始化主要是在建网之初或网络升级维护后进行的，但 CPE 每次重新启动都要进行初始化并向所在小区的 BS 请求接入网络，比 BS 的初始化更为频繁。因此这部分先简要介绍 BS 的初始化，然后重点介绍 CPE 的初始化及网络接入。

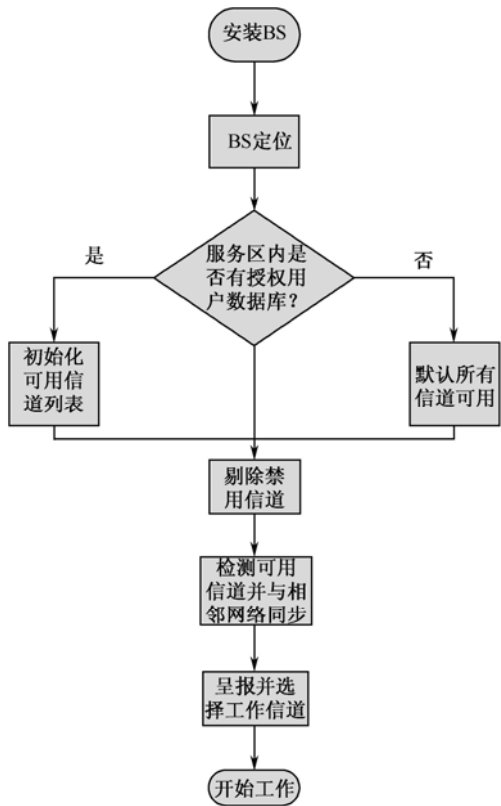


图9-19 IEEE 802.22的BS初始化流程

的初始化过程如下：CPE 启动后首先进行自检，检查本地设备的情况；然后由用户选择所需的业务；之后 CPE 利用卫星定位获得地理位置信息，只有在成功获得地理位置之后，CPE 才能向 BS 请求接入网络。

CPE 完成初始化之后便开始接入网络。由于 BS 的工作信道是时变的，不能预先指定 CPE 在某个特定信道上向 BS 发出网络接入请求，因此 CPE 要接入网络就要搜索 BS，由于 BS 周期性地在工作信道上发送 SCH，而 SCH 携带着 CPE 和 BS 建立连接所需的信息，所以 CPE 总能识别出 BS 的存在。CPE 搜索到 BS 之后，将与 BS 进行一系列握手以尝试接入网络。CPE 的初始化及网络接入包含很多工作，在该过程中 BS 要尽量减少 CPE 的发送以避免对授权用户的潜在干扰。

CPE 接入网络的过程中需要和 BS 建立管理连接并交换大量的管理信息。CPE 和 BS 之间至少要建立两种传输 MAC 层管理信息的连接：基本管理连接和主管理连接，还有一种可选的次级管理连接。三种连接所传输的 MAC 层管理信息对应三种不同的 QoS 等级，其中，基本管理连接用于传输短小的、对时延敏感的 MAC 层管理信息；主管理连接用于传输较长的、允许一定时延的 MAC 层管理信息；次级管理连接用于传输对时延最不敏感的 MAC 层管理信息，只有已经处于 BS 管理下的 CPE 才能建立次级管理连接，比如暂时停止工作但未退出网络的 CPE，

① BS 的初始化。IEEE 802.22 草案建议的 BS 初始化流程如图 9-19 所示，包括以下几个步骤：

(a) 安装人员对 BS 设备进行专业安装，包括选择能保证 BS 正常工作的气候、地形等。

(b) 确定 BS 的地理位置，由 BS 存储自己精确的经纬度信息。

(c) 如果在 BS 的服务区有授权用户数据库，SM 应当根据地理位置信息和授权用户数据库建立可用 TV 信道的初始化列表。如果没有授权用户数据库，SM 默认所有信道都是初始可用的。

(d) 管理员根据需要从可用信道中剔除地方频谱政策禁用的信道。

(e) BS 在所有可用 TV 信道上进行授权用户检测并与相邻小区进行网络同步。

(f) BS 向网络高层呈报最终可用的 TV 信道并选择自己的工作信道。

(g) BS 在工作信道上开始工作。

② CPE 的初始化及网络接入。CPE 的初始化和 CPE 接入网络是先后进行的两步工作。CPE

而首次接入网络的 CPE 在成功入网前没有完全处于 BS 的管理下，不能建立次级管理连接。

CPE 接入网络的各步骤都有严格的时间限制，表 9-6 给出了 IEEE 802.22 草案建议该过程的一些计时器及其取值范围^[4]。

表 9-6 与 CPE 接入网络相关的计时器

所 在 端	名 称	计 时 含 义	最 小 值	默 认 值	最 大 值
CPE	丢失 DS MAP 时间	CPE 丢失 DS MAP 的时间			600 ms
CPE	丢失 SCH 个数	CPE 和 BS 同步状态中最多允许丢失的 SCH 数			15 个
CPE	T1	CPE 检测到 SCH 之后等待 DCD 的时间			5 个 DCD 间隔
CPE	T2	CPE 发送 CBC-REQ 之后等待 CBC-RSP 的时间		5 ms	小于 T3
BS	T3	BS 在 CPE 获取上、下行参数之后等待 CBC-REQ 的时间	300 ms	300 ms	
CPE	T4	CPE 发送 REG-REQ 之后等待 REG-RSP 的时间			3 s
BS	T5	BS 在 CPE 通过认证之后等待 REG-REQ 的时间		待定	

CPE 接入网络的具体工作流程如下：

(a) CPE 获取下行和上行信道参数。为了获取下行和上行信道的参数，CPE 首先应检测 BS 发送的 SCH，CPE 检测到 SCH 后便能确定 BS 的工作信道，随后 CPE 要检测 BS 的工作信道和所有与之相邻的可能受到干扰的信道，如果检测到授权用户，CPE 应及时通知 BS；如果没有发现授权用户，则 CPE 在 BS 的工作信道检测 DS MAP，CPE 至少要检测到一个 DS MAP 才能与 BS 达到同步，随后，CPE 只要能够持续在该信道检测到 SCH、DS MAP 以及 DCD，就能与 BS 保持同步，并从 DCD 中获得下行信道参数。如果 CPE 的丢失 DS MAP 时间、丢失 SCH 个数或计时器 T1 这三个参数中任何一个超过规定值（参见表 9-6），则 CPE 需要重新检测 SCH。

CPE 与 BS 达到同步后，应在 BS 的工作信道接收 UCD 以获取上行信道参数，所有可用上行信道的信息由 BS 周期性地在 UCD 中发送。如果 CPE 等待一定时间后没有接收到 UCD，则 CPE 重新检测 SCH。如果 CPE 接收到 UCD，则 CPE 应根据 UCD 中的参数判断是否能够使用 UCD 给出的上行信道，如果不能使用，则 CPE 重新检测 SCH；如果能使用，则 CPE 应从下一帧的 DS MAP 中提取时间同步信息，并从 US-MAP 中获得上行信道在物理层的时频映射。上述各步骤成功后，CPE 就可以开始进行上行传输了。

(b) CPE 激活入网的基本功能。CPE 获得可用的上行信道后便开始激活接入网络所必须的基本功能。CPE 端激活入网基本功能的工作流程如图 9-20 所示，CPE 向 BS 发送一个基本功能激活请求（CPE Basic Capability Request, CBC-REQ）请求 BS 授权自己激活接入网络所必须的基本功能，然后 CPE 等待 BS 发送基本功能激活请求回复（CPE Basic Capability Response, CBC-RSP）告知自己的请求是否通过，计时器 T2 计算 CPE 发送 CBC-REQ 之后等待 CBC-RSP 的时间，如果 CPE 没有在规定时间内接收到 CBC-RSP，则 CPE 重发 CBC-REQ，重发次数有限制，若超过此限制则 CPE 重新初始化。如果 CPE 在规定时间内接收到 CBC-RSP，若请求通过则 CPE 激活基本功能，然后进行 CPE 认证，否则 CPE 重发 CBC-REQ，重发次数有限制，若超过此限制则 CPE 重新初始化。

BS 激活 CPE 入网基本功能的工作流程如图 9-21 所示，BS 等待 CPE 发送的 CBC-REQ，计时器 T3 计算 BS 在 CPE 获取上、下行参数之后等待 CBC-REQ 的时间，如果 BS 没有在规定时间内接收到 CBC-REQ，则 BS 释放与 CPE 建立的管理连接，撤销相应的管理连接 CID，本次入网请求终止。如果 BS 在规定时间内接收到 CBC-REQ，则 BS 判断是否激活 CPE 请求

的基本功能，并向 CPE 回复 CBC-RSP，然后进行 CPE 认证^[4]。

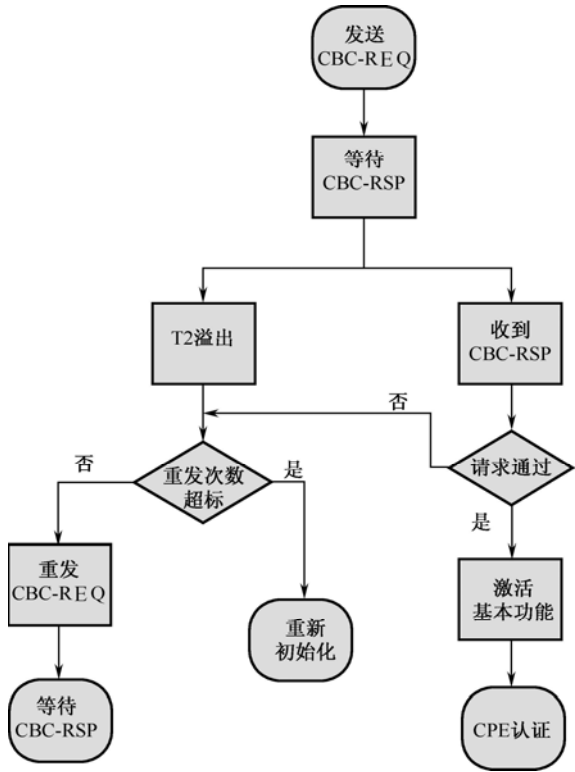


图9-20 CPE端激活入网基本功能的流程

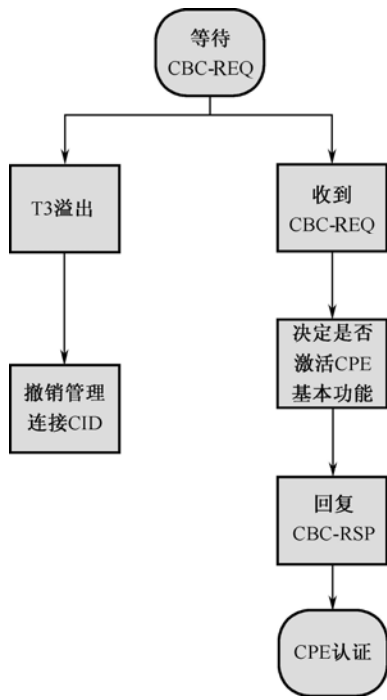


图9-21 BS激活CPE入网基本功能的流程

(c) CPE 认证。如果 CPE 激活了接入网络所必须的基本功能，则 CPE 发送其 MAC 地址给 BS，BS 把通信密钥发送给 CPE。CPE 收到通信密钥后将自己的位置信息发送给 BS，BS 接收到 CPE 的位置信息后进行分析并确定 CPE 与附近授权用户的距离，然后 BS 决定是否为该 CPE 服务，如果可以为该 CPE 服务，则该 CPE 通过认证，BS 告知该 CPE 在所分配信道上的最大允许 EIRP。

(d) CPE 注册。CPE 通过认证后接下来进行注册，CPE 端注册的工作流程如图 9-22 所示，CPE 首先向 BS 发送一个注册请求信息（Registration Request, REG-REQ）传输自己的注册信息，然后等待 BS 发送注册请求回复信息（Registration Response, REG-RSP）告知自己是否通过注册。计时器 T4 计算 CPE 发送 REG-REQ 之后等待 REG-RSP 的时间，如果 CPE 在规定时间内没有接收到 REG-RSP，则 CPE 重发 REG-REQ，重发次数有限制，超过此限制则 CPE 重新初始化。如果 CPE 在规定时间内接收到 REG-RSP，若请求未通过则 CPE 重发 REG-REQ，重发次数有限制，超过此限制则 CPE 重新初始化；若请求通过且 CPE 已经处于 BS 的管理下，则 CPE 与 BS 建立次级管理连接，然后进行相邻网络检测，若请求通过且 CPE 没有处于 BS 的管理下，则 CPE 直接进行相邻网络检测。

BS 通过 CPE 注册的工作流程如图 9-23 所示，BS 等待 CPE 发送的 REG-REQ，计时器 T5 计算 BS 在 CPE 通过认证之后等待 REG-REQ 的时间，如果 BS 没有在规定时间内接收到 REG-REQ，则 BS 释放与 CPE 建立的管理连接，撤销相应的管理连接 CID，本次入网请求终止。如果 BS 在规定时间内接收到 REG-REQ，则 BS 向 CPE 回复 REG-RSP，若 CPE 已经处于 BS 的管理下，则 BS 与 CPE 建立次级管理连接，然后进行相邻网络检测，若 CPE 没有处

于 BS 的管理下，则 BS 直接进行相邻网络检测^[4]。

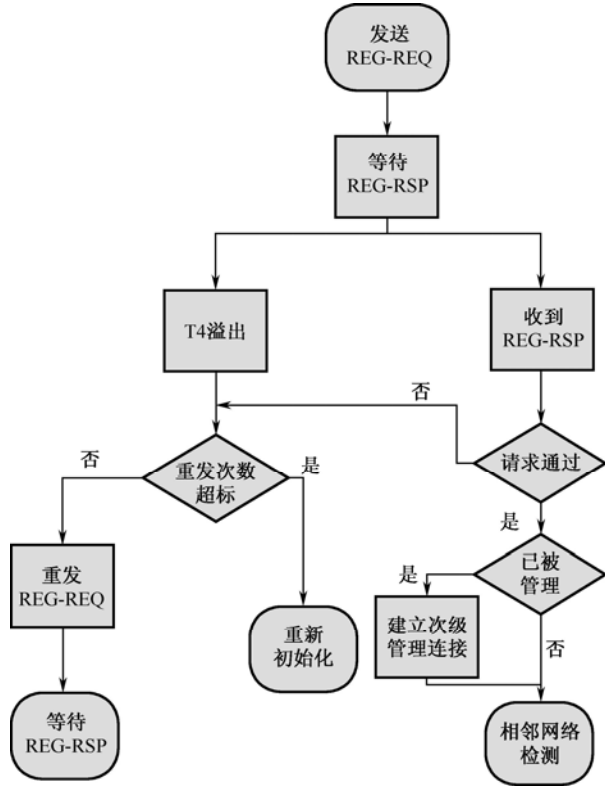


图9-22 CPE端注册的流程

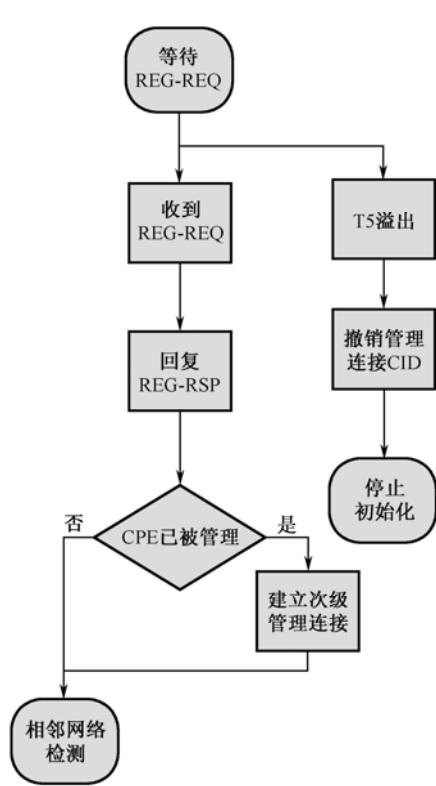


图9-23 BS通过CPE注册的流程

(e) CPE 检测相邻网络。为了达到自共存，CPE 向 BS 注册成功后，还要对相邻的 IEEE 802.22 网络进行检测并将结果汇报给 BS。CPE 可以通过侦听其他 IEEE 802.22 小区的 CBP (Coexistence Beacon Protocol) 包或 SCH 发现相邻网络。

如果 CPE 在 REG-REQ 中表示自己已经处于 BS 的管理下，则 CPE 应在检测相邻网络之后进行一些可选的初始化工作，由于不是必要步骤，在此不予详述。

(f) CPE 与 BS 建立业务连接。在相邻网络检测完成之后，BS 应向 CPE 发送 DSA-REQ (Dynamic Service Addition Request) 信息，为 CPE 预订的业务建立连接，而 CPE 收到 DSA-REQ 后应向 BS 回复 DSA-RSP (Dynamic Service Addition Response) 信息。至此，CPE 完成了网络接入，然后 CPE 就可以开始进行业务了。

9.1.4 IEEE 802.22 的共存

解决共存问题是 IEEE 802.22 系统的关键，这部分工作包括对授权用户的检测和保护以及 IEEE 802.22 小区间的自共存。对于与授权用户的共存，可以采用多种措施，如分布式检测、静默期检测、分簇检测等。对于自共存，利用 CBP 协议可以在重叠的 IEEE 802.22 小区间有效地达到自共存。

1. IEEE 802.22 与授权用户的共存

IEEE 802.22 提供了完整的技术方案以支持对授权用户的检测和保护，BS 可以通过一系

列频谱检测命令或信道管理命令灵活地控制 CPE 进行频谱检测或信道切换,及时获取小区内的频谱使用状况,在必要时改变系统运行参数。相应地,CPE 端也有一套频谱检测及检测结果汇报的方案。

这里首先介绍一下静默期的概念,静默期是指系统停止发送信号进入静默状态的时期。IEEE 802.22 中有多种静默期,不同静默期的功能、调用方式和其对系统正常工作的影响不同,其中有专门用于检测授权用户的静默期。在检测授权用户的静默期,系统停止在待检测信道上发送信号,只在该信道上接收信号并进行检测。因为授权用户的信道占用状况是时变的,因此 IEEE 802.22 中对授权用户的检测是以一定周期循环进行的,需要系统周期性地调用静默期,如图 9-24 所示。静默期之后是汇报期,CPE 在汇报期向 BS 汇报检测结果。汇报期之后是恢复期,系统在恢复期根据得到的检测结果做出决策,调整运行参数,以避免让授权用户或切换到状况更好的信道上工作。最后系统进入正常运行期,恢复正常工作。

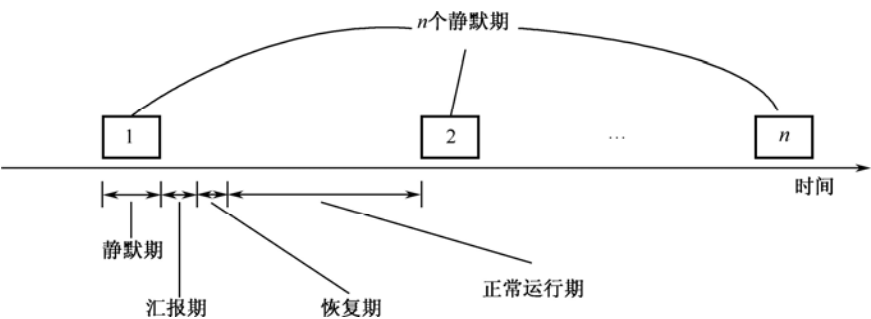


图9-24 IEEE 802.22调用静默期对授权用户进行周期性检测

IEEE 802.22 采用两套天线,一套天线用于系统正常收发信号,另一套天线专门用于频谱检测。CPE 检测自己使用的信道为带内检测。在进行带内检测时,为了避免自己发射的信号干扰到检测,该 CPE 应停止发射信号并进入静默期,而不使用该信道的 CPE,可以在正常工作的同时用检测天线检测该信道。CPE 将自己工作信道之外的信道进行的检测称为带外检测。CPE 进行带外检测时不必静默,因此在检测某个信道时可以只使工作在该信道上的 CPE 静默,而其他 CPE 仍正常工作,这种调用静默期的方式称为异步静默期。采用异步静默期能够提高频谱利用率和 IEEE 802.22 的 QoS,所以 IEEE 802.22 草案建议检测授权用户时使用异步静默期。

以下按照检测管理、检测结果汇报、检测恢复和检测机制的顺序逐步介绍 IEEE 802.22 是如何解决和授权用户共存的。

(1) 检测管理

IEEE 802.22 的 MAC 层定义了四条检测管理信息,检测通知信息 (Bulk Measurement Request, BLM-REQ)、检测回复信息 (Bulk Measurement Response, BLM-RSP)、检测结果汇报信息 (Bulk Measurement Report, BLM-REP) 和检测结果确认信息 (Bulk Measurement Acknowledgement, BLM-ACK)。系统利用这些管理信息对检测活动进行管理,不论是检测授权用户还是自共存都要用到它们。

BLM-REQ 由 BS 发往 CPE,作用是告知 CPE 要进行频谱检测。在一条 BLM-REQ 信息中,BS 可能要求多个 CPE 同时对多个信道进行检测,因此 BLM-REQ 是由多个单一的检测命令汇集而成的,每个检测命令指定一些和检测相关的参数,如指定 CPE 汇报检测结果所使用的信道或指定 CPE 是否自动汇报等,CPE 收到 BLM-REQ 后,根据 BLM-REQ 中的指示决定是否需要向 BS 回复 BLM-RSP。然后待检测信道上的 CPE 进入静默期,开始进行频谱检

测，其他的 CPE 协助检测。CPE 应在 BLM-REQ 中指定的时间内向 BS 发送 BLM-REP 汇报检测结果。BS 接收到 BLM-REP 后，应向 CPE 回复 BLM-ACK 确认收到 BLM-REP。图 9-25 描述了检测活动中 BS 和 CPE 之间这几种检测管理信息的交互^[4, 7]。

(2) 汇报检测结果

在静默期系统完成对授权用户的检测，在静默期过后的帧中，BS 应尽量压缩下行帧，而把大部分时隙留给上行帧用于 CPE 汇报检测结果。为了保证大部分 CPE 都能可靠地向 BS 汇报检测结果，BS 应将整个上行帧分为两部分：CPE 的上行时隙和 UCS 汇报窗。相应地，检测结果的汇报分两种方式：CPE 在自己的上行时隙内汇报以及 CPE 在 UCS 汇报窗内汇报。检测到授权用户的 CPE 根据自己是否分配到足够的上行时隙，从两种汇报方式中选择一种向 BS 汇报检测结果，只有在本帧没分配到足够的上行时隙的 CPE 才能使用该帧的 UCS 汇报窗，已分配到足够的上行时隙的 CPE 在各自的时隙内汇报检测结果。

若 CPE 拥有足够的上行时隙向 BS 发送 BLM-REP，则应在第一时间发送。出于对授权用户的保护，BLM-REP 在所有管理信息中优先级是最高的。如果 CPE 检测到授权用户，即使它没有分配到任何上行时隙，仍需要及时向 BS 汇报，在这种紧急情况下，CPE 利用 UCS 汇报窗向 BS 汇报检测结果。UCS 汇报窗在每帧中的位置都是固定且公开的，这样即使没有分配到上行时隙的 CPE 突然检测到授权用户，也能够及时通知 BS。

(3) 检测恢复

BS 掌握了小区内所有的检测结果之后静默期、汇报期就告结束，然后系统进入恢复期。IEEE 802.22 草案中定义了授权检测恢复协议 (Incumbent Detection Recovery Protocol, IDRP)。该协议规定了 CPE 恢复正常工作的流程。恢复期中 CPE 有两种恢复正常工作的方式：显式方式和隐式方式。在显式方式中，BS 向 CPE 发送一个信道管理信息，通知 CPE 及时切换工作信道。但是，如果 CPE 没有接收到该信息，就要使用隐式方式。在隐式方式中有一个计时器，用于计算 CPE 在汇报检测到授权用户之后等待信道管理信息的时间。如果该计时器溢出，CPE 就认为当前的工作信道受到干扰并立即切换到优先级最高的备用信道上。图 9-26 描述了 CPE 恢复正常工作的流程。

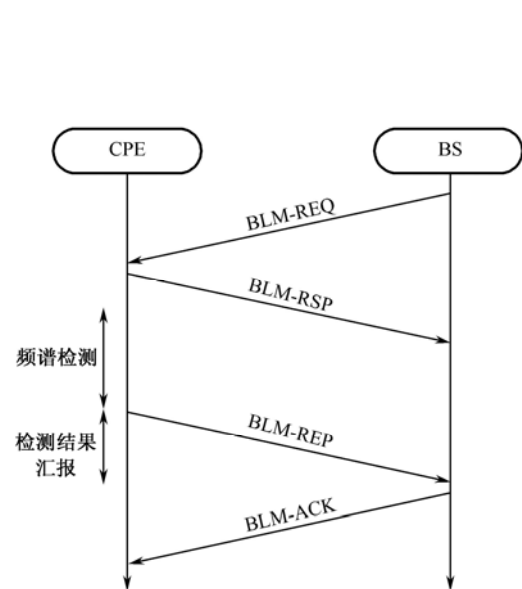


图9-25 BS和CPE之间的检测管理信息交互

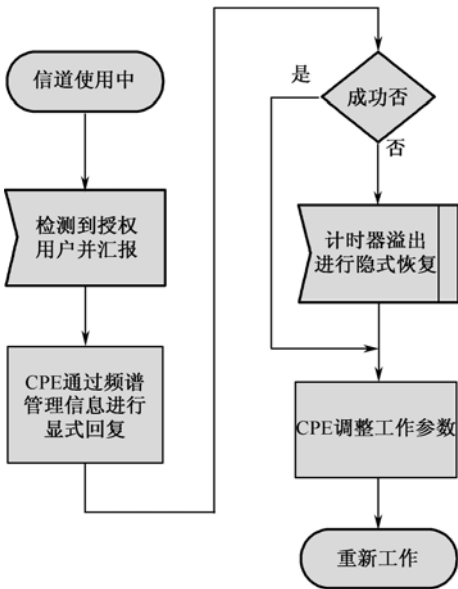


图9-26 CPE恢复正常工作的流程

(4) 检测机制

IEEE 802.22 草案提供了两种授权用户的检测机制：静默期机制和分簇机制。静默期的概念在本节开始已经介绍过，静默期机制可以使系统对检测活动进行统一、有效的管理，提高检测结果可靠性和检测效率；分簇机制可以在保障检测结果可靠性的前提下减轻检测活动的负担，合理分配检测任务。

① 静默期机制。对于 IEEE 802.22 正在使用的信道，为了避免自干扰，只有使工作在该信道上的 CPE 静默才能进行检测。为了在规定时间内完成检测，BS 应调用尽可能多的 CPE 参与检测，从而使每个参与检测的 CPE 承担尽量少的检测工作，缩短检测时间，提高检测可靠性。而对于 IEEE 802.22 未占用的信道，则不需要调用静默期进行检测，CPE 可以在正常工作的同时进行检测。在静默期机制中主要有两种技术：两步静默期和相邻小区的静默期同步。以下分别加以介绍。

(a) 两步静默期。与物理层检测技术的两步检测相对应，IEEE 802.22 草案建议检测授权用户的静默期也分为两步：帧内静默期和帧间静默期，它们的持续时间不同，检测可靠性也不同。帧内静默期检测可靠性低但检测时间短，帧间静默期检测可靠性高但检测时间长。IEEE 802.22 草案建议对两步静默期的调用方式如图 9-27 所示^[4, 7]。

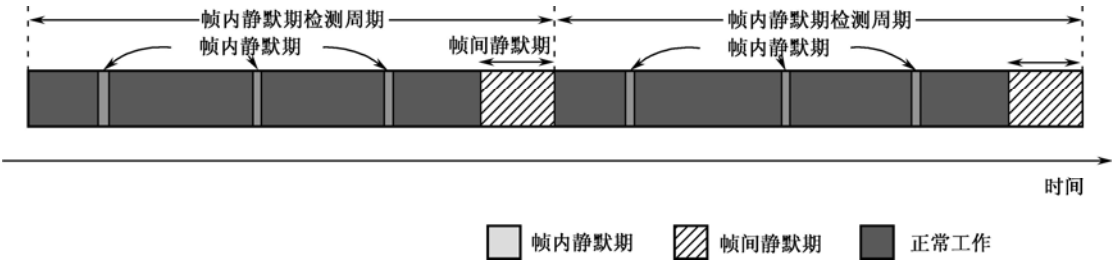


图9-27 两步静默期的调用

帧内静默期检测的整个周期可以跨越多个帧。每一帧有多个检测期，每个检测期采用检测时间小于一帧的检测算法，如能量检测。帧间静默期检测的持续时间为多个帧长，利用帧间静默期检测可以得到更可靠的检测结果，它采用检测时间更长的检测算法，如特征检测。由于长静默期可能影响业务的 QoS，所以帧间静默期检测的调用时机和持续时长应由 BS 动态调整。BS 根据帧内静默期检测的结果是否理想决定是否需要进行帧间静默期检测。帧内静默期检测能够在较短时间内检测授权用户，不需要长静默期，但如果需要进行更精确的检测，如检测授权用户的类型或检测小功率信号，就需要调用帧间静默期检测。通过这种灵活的两步静默期机制，系统能够获得更可靠的检测结果同时保证 IEEE 802.22 的 QoS。

(b) 相邻小区的静默期同步。相邻小区的静默期应当同步，因为当所有相邻小区同时静默时，在待检测信道上只可能出现授权用户信号，这样既避免了相邻小区对检测的干扰又提高了检测可靠性。相邻小区间静默期的同步是通过小区之间互相交换 SCH 和 CBP 包实现的。如果 BS 收到相邻小区的 SCH 或 CBP 包，则应与相邻小区保持静默期同步，帧内静默期和帧间静默期都要同步。

② 分簇机制。分簇的思想就是 BS 基于一定准则对小区内的 CPE 分组，形成多个簇，然后利用各个簇内的 CPE 分担工作。分簇能够有效减轻检测工作的负担，提高检测效率。IEEE 802.22 的分簇分为两步：首先是划分物理簇，其次是划分逻辑簇。

(a) 物理簇。分簇的第一步是划分物理簇（Physical Cluster, PC），这一过程完全由 BS 完

成，没有任何 CPE 直接参与。图 9-28 给出了一个划分物理簇的示例。每个簇由一个或多个对授权用户检测结果相似的 CPE 构成。因为 BS 接收小区内所有 CPE 汇报的检测结果，所以 BS 能够根据检测结果相似度划分物理簇。一般认为地理位置相近的 CPE 对授权用户的检测结果也相近，所以检测结果的相似度和 CPE 的地理位置是一致的，因此 BS 也可以按照 CPE 的地理位置划分物理簇^[4]。

(b) 逻辑簇。BS 划分完物理簇之后就开始划分逻辑簇 (Logical Cluster, LC)，图 9-29 给出了一个划分逻辑簇的示例及逻辑簇与物理簇的联系。不同物理簇的 CPE 被划分到同一个逻辑簇中，各个逻辑簇可以同时被 BS 调用执行不同任务。若一个物理簇中含有多个 CPE，则 BS 可以调用同一物理簇中的不同 CPE 进行不同的检测工作。这样同一逻辑簇内的所有 CPE 分担同一项检测工作，例如某些可能检测 ATSC，某些可能检测 NTSC，某些还可能检测 DVB 等。此外，若 BS 调用同一逻辑簇中的 CPE 传输 CBP 包，由于同一逻辑簇中的 CPE 地理位置相隔较远，发生冲突的可能性更小，因此 CBP 包传输成功的概率更高。BS 还可以调用不同逻辑簇在不同时刻传输 CBP 包，在时间上交错开以避免冲突，例如某些可能在 T1 时刻传输，某些可能在 T2 时刻传输，某些还可能在 T3 时刻传输等。只含有一个 CPE 的物理簇称为单簇 (Unit Cluster)，单簇的 CPE 应承担所有 BS 分配给该簇的任务。

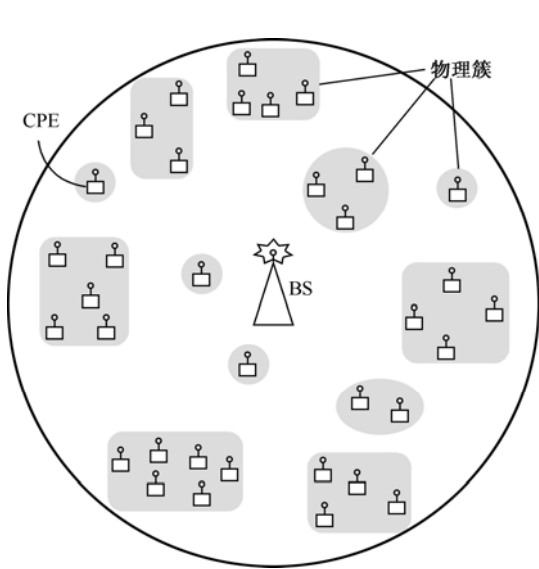


图9-28 划分物理簇的示例

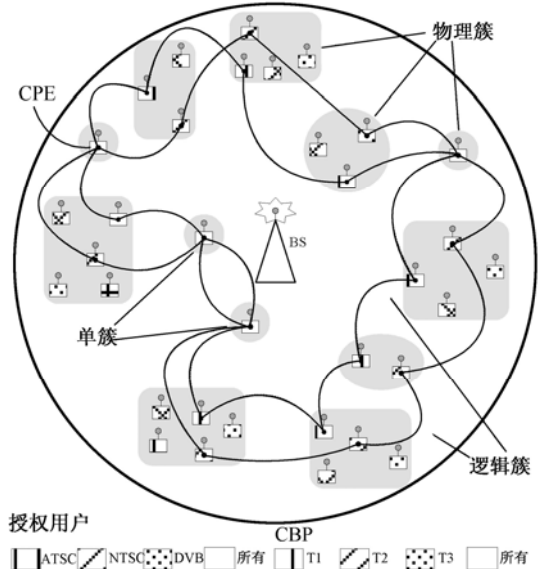


图9-29 逻辑簇的划分及其与物理簇的联系

采用分簇有很多优势，首先，IEEE 802.22 小区内的 CPE 是固定的，物理簇一旦划分好就不必更改；其次，一个 CPE 的检测结果就能代表其所在物理簇内所有 CPE 的检测结果，减少了冗余的检测工作；再次，分簇使得一个逻辑簇内的 CPE 之间发生冲突的可能性很小，能减少 CPE 的接入时间；最后，对于下述的自共存，分簇增加了 CBP 包成功传输的概率。

2. IEEE 802.22 的自共存

相邻小区在互不干扰的基础上共享频谱资源称为小区间自共存。相邻的 IEEE 802.22 小区可能有交叠区域，由于 IEEE 802.22 是机会式地占用非授权频谱，如果不采取有效措施，小区间的相互干扰有可能导致系统无法正常工作。此外，由于 IEEE 802.22 的覆盖范围很大，所以干扰范围也很大。因此，IEEE 802.22 必须要考虑多个小区间的自共存问题。

(1) IEEE 802.22 小区间的自共存

图 9-30 显示了自共存的整体工作流程，即相邻小区间实现动态频谱共享的步骤。当某个小区需要选择新的可用信道时，BS 首先尝试在本小区内部解决，通过频谱礼仪在不对相邻小区造成干扰的基础上寻找可用信道。如果本小区当前已经没有可用信道，BS 将进行无干扰调度，寻找相邻小区的可用信道。如果还不能获得可用信道，BS 将进行动态频谱租赁，尝试在相邻小区的支持下租借可用信道。如果依然不能解决问题，该小区将与相邻小区展开信道竞争。

(2) 自共存协议 CBP

自共存协议 CBP 定义了特定的信令格式，携带相邻的 IEEE 802.22 小区间自共存所必需的信息。因为相邻的 IEEE 802.22 小区间有 MAC 层同步机制而且在小区交叠区域可能存在 CPE，所以 CBP 包可以通过交叠区域的 CPE 从一个小区转发到相邻小区，实现跨小区传输。在上述自共存流程中，无干扰调度就是利用接收到的 CBP 包发现新的可用信道。CBP 包的结构如图 9-31 所示，它以 CBP 前导信号起始，前导信号对所有 IEEE 802.22 小区是通用的。前导信号之后是 CBP 的 SCH，用相应的字段标识传输的是 CBP 包而不是一般的数据包。最后是一个 CBP 的 MAC 层 PDU，携带自共存信息。

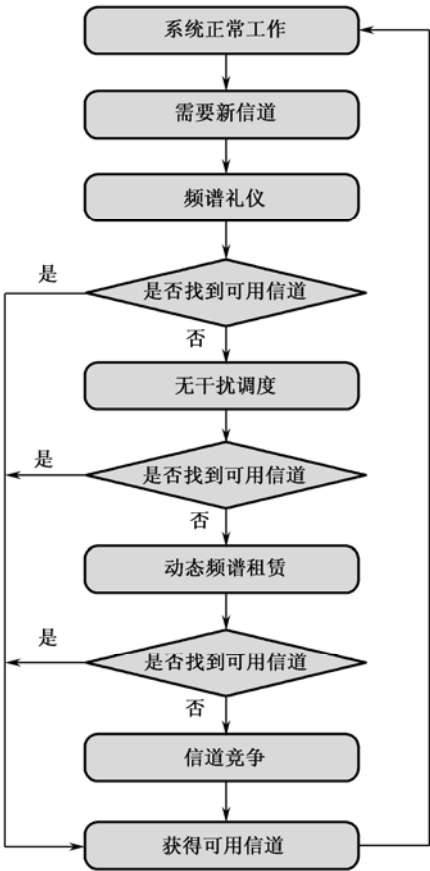


图9-30 相邻的IEEE 802.22小区间动态频谱共享的步骤

CBP 前导信号	CBP的SCH	CBP的MAC层PDU
-------------	---------	-------------

图9-31 CBP包的结构

为了达到自共存，相邻小区必须要互相发现。相邻小区之间靠传递 CBP 包相互发现，相邻小区间静默期的同步也会用到 CBP 包。在 MAC 层的帧结构中，每一帧有一个自共存窗口位于上行子帧的末尾，这就是用于发送 CBP 包的。CBP 包由 BS 指定的 CPE 传输。每个接入 BS 的 CPE 至少每 15 分钟就要发送一个 CBP 包，BS 也能够使用自共存窗口收发 CBP 包。

(3) CBP 包的接收

IEEE 802.22 支持 CPE 对 CBP 包进行接收转发，所以 CPE 也要对 CBP 包进行检测，将它和普通数据包区分开。BS 在 BLM-REQ 中指定 CPE 是否检测 CBP 包以及检测到 CBP 包之后是否向 BS 汇报，这样 BS 就能间接控制 CBP 包的传输，通过本小区的 CPE 获得其他小区的信息，这在相邻小区的 BS 彼此处于覆盖范围之外而不能直接进行通信的情形下非常有用。

为增加成功接收 CBP 包的概率，BS 可以周期性地调用自共存静默期进行检测，自共存静默期不同于授权检测静默期，因为对 CPE 来说 CBP 包的特征和频率范围是已知的，检测

起来比授权用户容易得多，所以自共存静默期持续的时间可以很短。此外，相邻小区间的 MAC 层同步机制和分簇传输也大大提高了 CBP 包的成功接收概率。

9.2 XG网络

美国国防高级研究计划局（DARPA）于 2003 年成立了下一代通信计划项目组，简称为 XG（neXt Generation, XG）项目组，该项目组的任务以认知无线电（Cognitive Radio, CR）技术为核心，研究频率捷变无线电，实现频谱的动态接入和共享，开发能够动态自适应无线环境的通信系统，最终组建 XG 网络。和现有无线网络相比，XG 网络在不干扰授权用户正常工作的前提下，能够将频谱利用率扩大近 10 倍^[8, 9]。

XG 网络的特点就在于高灵活性和高频谱利用率。高灵活性体现在 XG 网络的节点采用动态频谱接入技术，可以实时地适应实际应用中的各种无线环境，同时灵活多变的频谱使用方式也提高了 XG 网络的安全保密性，使它适用于军事需要；高频谱利用率体现在 XG 网络可以在不干扰授权用户正常工作的前提下使用空闲的授权频谱，充分开发利用了当前利用率较低的授权频谱，极大地提高了频谱利用率，并且在一定程度上缓解了不断发展的无线业务对日益稀缺的频谱资源的需求。本节将依次介绍 XG 网络的组成结构、XG 网络决策和 XG 网络实测。

9.2.1 XG网络的组成结构

XG 网络有广义 XG 网络和狭义 XG 网络两种，广义 XG 网络的组成结构如图 9-32 所示。广义 XG 网络包含授权网络和狭义 XG 网络，狭义 XG 网络指具有认知功能并且和授权网络共享频谱的非授权网络，本书以后如未加说明，XG 网络特指狭义 XG 网络。XG 网络可以工作在授权频带上，也可以工作在非授权频带上，可以采用集中式的网络结构，也可以采用分布式的网络结构^[10]。

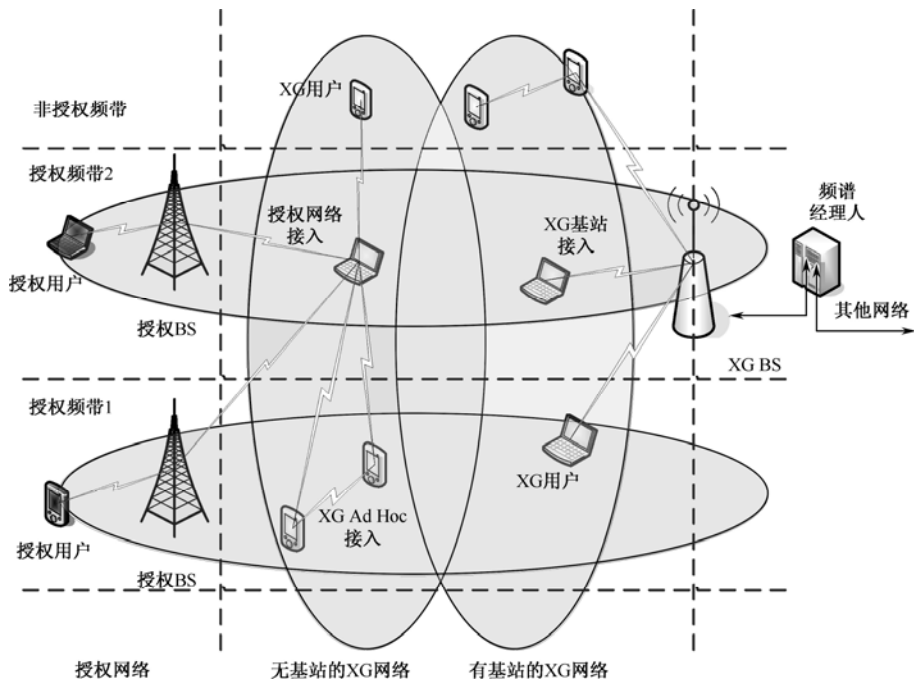


图9-32 广义XG网络的组成结构

1. 授权网络

授权网络是有频谱使用许可的网络，工作在特定的频谱上，如蜂窝通信系统、TV 广播网络等。授权网络的组成如下：

(1) 授权用户

授权用户拥有特定频段的使用许可，且不应受到任何非授权用户的影响。授权网络的网结构可以是集中式的也可以是分布式的，在集中式的授权网络中授权用户受授权基站的控制。授权用户无需为与 XG 用户共存添加任何新功能。

(2) 授权基站

授权基站存在于集中式的授权网络中，拥有特定频段的使用许可，如蜂窝通信系统中的基站。原则上授权基站无需具备任何附加功能和 XG 用户共享频谱。但是为了使 XG 用户能够接入授权网络，授权基站可能会添加对 XG 协议的支持。

2. XG网络

XG 网络没有授权工作的频谱，因此只能以机会接入的方式占用频谱。XG 网络既可以是集中式的，也可以是分布式的。XG 网络的组成如下：

(1) XG 用户

XG 用户没有频谱使用许可，因此在授权频带需要和授权用户共享频谱。

(2) XG 基站

XG 基站存在于集中式的 XG 网络中，没有频谱使用许可，对覆盖范围内的 XG 用户进行集中控制，XG 基站可通过有线方式接入其他网络。

(3) 频谱经理人

频谱经理人是一个网络中心实体，协调不同 XG 网络间进行频谱共享。频谱经理人可以连接到其他网络并作为频谱信息管理者负责多个 XG 网络的共存。

在 XG 网络中，XG 用户可以通过自组织或接入基站的方式接入网络。因此在 XG 网络中存在三种接入方式：①XG 基站接入，XG 用户能够在授权频带或非授权频带接入 XG 基站；②XG Ad Hoc 接入，XG 用户能够在授权频带或非授权频带通过 Ad Hoc 方式组网；③授权网络接入，XG 用户能够在授权频带接入授权基站。

XG 网络既能工作在授权频带，也能工作在非授权频带，在这两种情况下，XG 网络的工作重点不同。当工作于授权频带时，XG 网络可以通过 CR 技术发现并利用临时空闲的授权信道即频谱空穴，这时 XG 网络和授权网络构成共存关系，如图 9-33 所示。这里 XG 网络是以非授权方式占用频谱的，工作前提就是要保证不能干扰授权用户的正常工作，因此减小对授权用户的干扰是 XG 网络在授权频带上的工作重点。如果授权用户出现在 XG 网络当前使用的信道上，XG 网络应及时让出该信道并转移到新的空闲信道上，这称为信道切换，信道切换是 XG 网络必须具备的功能。

XG 网络也能工作在非授权频带上。由于在非授权频带上没有授权用户，所有用户都有权利接入频谱，XG 网络和其他非授权网络（包括其他 XG 网络）之间可能在同一频带上构成共存关系，所以在非授权频带上，XG 网络的工作重点是如何与其他非授权网络共存。XG 网络不能使用已经被其他非授权网络占用的频谱，如果占用了某段频谱则其他非授权网络不能再使用该段频谱。XG 网络和其他非授权网络之间通过频谱经理人进行频谱共享，如图 9-34

所示，该图显示了两个相邻的 XG 网络通过频谱经理人共享频谱达到共存。

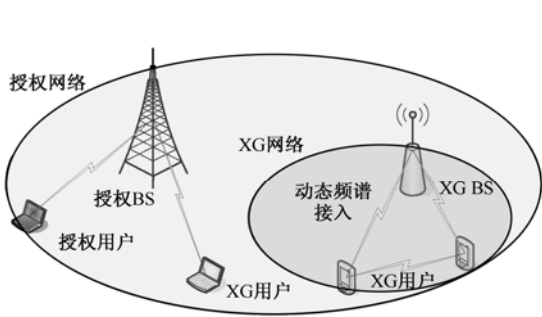


图9-33 XG网络在授权频带上和授权网络的共存

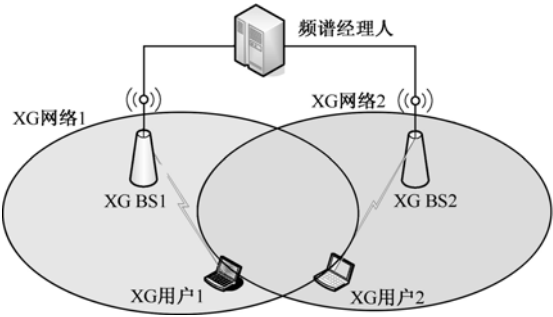


图9-34 相邻XG网络之间的共存

9.2.2 XG网络决策

XG 网络与现有网络的一个重要区别是网络的策略、设备和协议相互分离。一般而言，网络策略指网络的服务、应用等网络上层信息。网络设备指网络的物理设备。网络协议指利用网络设备实现网络策略所遵循的方式。从纵向观察一个网络的层次结构，网络设备位于网络的最底层，网络设备之上是网络协议，网络策略处在最高层，这三者代表网络的三个层面。现有的网络中这三者相互紧密联系，没有做到充分分离。

XG 网络策略、网络设备和网络协议相互分离能带来四点好处：首先，三者可以分开进行开发和测试，缩短了组网周期；其次，当三者中某一个需要修改时只需要修改自身即可，而不必涉及整个网络；再次，在组网的最初规划阶段，只需根据本地的频谱政策选择相应的网络策略即可，而无需考虑后续要部署的设备和协议；最后，XG 用户在具体应用时只需选取和业务相对应的网络策略，而不必了解设备和协议等技术细节^[11, 12]。

一个 XG 系统的抽象结构如图 9-35 所示，可抽象为四部分：检测部分，用来发现频谱空穴或授权用户；射频部分，用于系统收发信号的射频收发机；系统决策部分（System Strategy Reasoner, SSR），控制射频收发和频谱检测，接收频谱检测信息并对其综合分析，根据用户需要向策略推理机征求传输许可；策略推理机（即 PR），存储系统的各种状态和各种无线环境下允许传输的条件。PR 接收 SSR 提出的传输请求并进行推理，判断是否允许系统在当前无线环境下传输。可见，XG 网络的策略和决策是整个 XG 系统中最重要的组成部分。

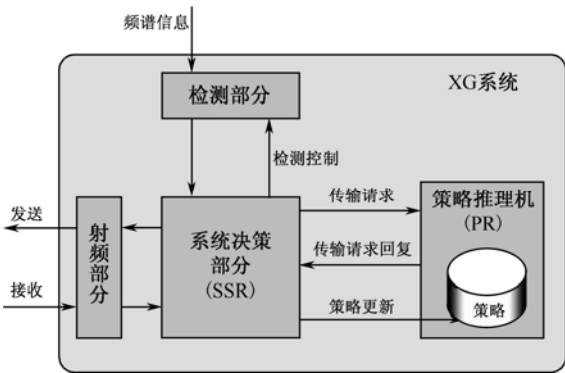


图9-35 XG系统的抽象结构

XG 网络的策略是采用机器可读懂的语言描述的。设计 XG 网络的策略所遵循的原则是：要建立足够丰富的语言体系以描述 XG 用户的工作状况；该语言对机器是易懂的，应支持逻辑推理功能，应具有足够的灵活性和可扩展性且便于维护升级，以保证其具有较长的生命周期^[5-6]。目前美国国防高级研究计划局（DARPA）的 XG 工作组已定义了认知无线电策略语言（Cognitive Radio Policy Language, CoRaL），并开发了使用该语言进行推理的策略推理机

(Policy Reasoner, PR)。CoRaL 支持高效的推理并且是可扩展的, 因此易于描述用户自定义的新策略。

XG 网络决策的关键在于 XG 网络如何运用策略推理机(即 PR, 相当于用 CoRaL 开发的数据库)进行策略推理, 选择适宜的通信方案。该过程通过 SSR 和 PR 之间的交互完成, 具体的交互过程如下:

系统在进行传输之前首先要征求 PR 的许可, 由 SSR 根据服务的需要向 PR 发送传输请求, 传输请求通常包含三个预定义的参数: req_radio, 携带发起请求的设备的相关参数, 如检测器类型、检测门限、发射机的带外泄漏等; req_transmission, 携带所请求的带宽、发射功率等参数; req_evidence, 用于验证发起请求的用户身份, 可以是用户的地理位置、时间或其他可用来验证用户身份的信息。

PR 接收到 SSR 提出的传输请求后依据已有策略进行推理, 判断是否通过该请求, 然后向 SSR 回复, 有三种回复: 当 SSR 提出的请求符合策略的要求时, 允许传输; 当 SSR 提出的请求不符合策略的要求时, 不允许传输; 当 PR 不能判断 SSR 提出的请求是否符合策略的要求时, PR 告知 SSR 请求不明确, 并且根据实际可行的策略提出建议, 如果 SSR 能够接受这些建议, 则 SSR 做出相应的调整, 然后重新发起传输请求。SSR 也可以根据实际情况向 PR 发送信息更新 PR 中的策略, 例如从 PR 的策略集合中添加或移除策略。

9.2.3 XG网络实测

为了验证 XG 网络的可行性并指导后续的研究工作, 2006 年 8 月 15 日至 17 日, Shared Spectrum 公司(SSC)和 DARPA 在弗吉尼亚州鲍林格林的堡马士基山首次进行了 XG 网络的实地测试。XG 测试系统是由 6 节点组成的 XG 网络, 工作频率为 225~600 MHz, 在该频率范围内设定了 6 条信道供 XG 测试系统使用。每个节点安装在一辆汽车中以进行移动测试, 车上使用 GPS 定位器定位并对节点进行同步^[13, 14]。以下将介绍测试节点、测试场景和测试结果。

1. 测试节点

测试节点的模块如图 9-36 所示, 包括一个 GPS 定位器和四个关键模块: OFDM 调制模块、宽带能量检测器、宽带频率捷变收发器和通用处理器, 其中 GPS 定位器向节点提供位置信息和时钟信息, 以下简单介绍这四个关键模块。

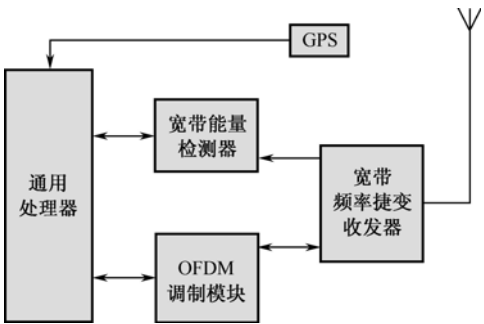


图9-36 XG测试节点模块简图

(1) OFDM 调制模块

OFDM 调制模块有两个作用: 对待发送的信号进行 OFDM 调制以及对接收信号进行 OFDM 解调。测试节点的 OFDM 调制模块采用 Wavesat 公司提供的 IEEE 802.16-2004 调制解调器, 适用于高速移动、频谱静态分配的工作环境。该调制模块采用的调制方式为 OFDM, 多址方式为 TDMA, 双工方式为 TDD, MAC 层帧长为 1~20 ms, 而且每帧中上、下行时隙的比例可以根据业务需求进行调整。

实地测量中, 设定 MAC 层帧长为 5 ms, 时隙是根据不同的测试场景手动分配的。六个节点中一个节点作为基站, 其余五个节点作为用户, 因此一个 MAC 层帧中有一条下行连接

和五条上行连接，时隙的长度是固定的，用户的数据速率恒定。

（2）宽带能量检测器

宽带能量检测器的作用是在节点进行频谱检测时对接信号进行能量检测。测试节点的宽带能量检测器采用 Rockwell-collins 公司生产的低噪可编程高速宽带检测器。该检测器的检测带宽为 100 MHz，频谱分辨率为 12.5 kHz，可检测的频率范围为 30~2 500 MHz，对接收信号的抽样频率为 18 GHz。该检测器在高噪声环境下能够检测微弱信号，功耗小于 3 W 且体积小于 14 in³（1 in=2.54 cm）立方英寸。

（3）宽带频率捷变收发器

宽带频率捷变收发器的作用是收发射频信号。测试节点的宽带频率捷变收发器采用 SSC 定制的宽带收发器，中频为 13.5 MHz，发送频率为 225~600 MHz。该收发器兼容四种 WiMAX 调制解调器的带宽：1.75 MHz、3.5 MHz、7 MHz 和 10 MHz，由于该收发器的发射功率仅为 20 dBm，因此覆盖范围较小，仅几百米。

（4）通用处理器

通用处理器的作用是协调 OFDM 调制模块、宽带能量检测器和宽带频率捷变收发器正常工作。测试节点的通用处理器采用普通的计算机，安装了专门为此次测试而开发的软件系统和网络策略数据库。

2. 测试场景

本次测试的测试场地为美国堡马士基山一块 1 km×4 km 的开放区域，该区域有一些起伏不平的小山丘和山涧，是一个复杂的无线传播环境。由于 XG 网络即可以是集中式的也可以是分布式的，所以测试方（DARPA 和 SSC）针对这两种网络结构设计了两种测试场景，每种场景又根据 XG 测试系统是否采用动态频谱共享（Dynamic Spectrum Sharing, DSS）划分为两个子场景，下面分别加以介绍。

场景 1 将 6 个测试节点分为 3 对，每对 2 个节点相互通信，各对节点间相互独立。如果节点间相距较近，为避免干扰，需使用 3 条 1.75 MHz 的信道，每对节点使用一条信道；如果节点间相距较远，则 3 对节点可以复用一条信道，而不必占用 3 条信道，每对节点都可以从位于 225~600 MHz 之间的六条信道中选择一个信道。根据 XG 测试系统所采用的频谱分配方式，场景 1 又分为两种子场景，子场景 1a 采用静态频谱分配，子场景 1b 采用 DSS。

场景 2 用 4 个节点组成一个无线网络，网络使用一条 1.75 MHz 的信道。如果 4 个节点中任一节点检测到授权用户出现，则为了避免对授权用户造成干扰，所有节点都将退出当前信道并切换到另一条空闲的信道上。根据 XG 测试系统所采用的频谱分配方式，场景 2 也分为两种子场景，子场景 2a 采用静态频谱分配，子场景 2b 采用 DSS。因为场景 2 需要在一条公共信道上协调各个节点，所以场景 2 比场景 1 更复杂。

为了考察 XG 测试系统对授权用户的影响，测试方在以上每个场景中都设置了 5 对军用或商用无线节点作为授权用户，各个授权用户使用不同的频率，但都与 XG 测试系统的 6 条信道有部分重叠。授权用户是固定的，但测试节点可以是固定的，也可以是移动的。

3. 测试结果

衡量 XG 测试系统的性能有三个递进的准则：①无干扰准则，不对授权用户造成干扰，

是 XG 测试系统应达到的最初级的要求；②正常工作准则，在不干扰授权用户的前提下 XG 测试系统正常工作；③附加准则，在满足前两种准则后附加的测评指标，用来评价 XG 测试系统的工作效率。对应于这三个准则，DARPA 给出了 8 个指标，下面详细介绍各准则对应指标的实测情况。

(1) 无干扰准则

无干扰准则包括两个指标：信道退让时间和干噪比。

① 信道退让时间。指从 XG 测试系统检测到授权用户到停止在该信道工作的时间间隔，DARPA 的预期目标是该值小于 500 ms。在为期三天的测试中，虽然偶尔因计算机死机造成该指标超标，但是每种场景下信道退让时间的平均值都达到了要求，如图 9-37 所示，图中横轴为信道退让时间，纵轴为信道退让时间对应的概率分布，实线为子场景 2b，虚线为子场景 1b，曲线上升沿的宽度为退让时间所处的区间，曲线上升沿的高度表示退让时间处于该区间的概率。

由图 9-37 可见，子场景 1b 的信道退让时间概率分布可分为三段：第一段退让时间为 0~20 ms，对应子场景 1b 占用的三条信道中有一条出现授权用户的情况，这时只需要使用该信道的那对节点退让，因此退让时间较短，这种情况出现的概率约为 0.13，在 20~230 ms 之间概率分布没有变化，说明测试中没有退让时间处于该区间的情况；第二段退让时间为 230~280 ms，对应子场景 1b 占用的三条信道中有两条出现授权用户的情况，这时需要两对节点退让，这种情况出现的概率约为 0.17；第三段退让时间为 39~450 ms，对应子场景 1b 占用的三条信道全部出现授权用户的情况，这时需要所有节点退让，这种情况出现的概率约为 0.68，还有一些情况是因为意外导致退让时间超标。子场景 2b 只占用一条信道，因此出现授权用户的概率比子场景 1b 小。但是子场景 2b 是四个节点共用一条信道，一旦出现授权用户则需要较长的时间协调各个节点退让该信道，退让时间主要分布在 230~460 ms 之间。

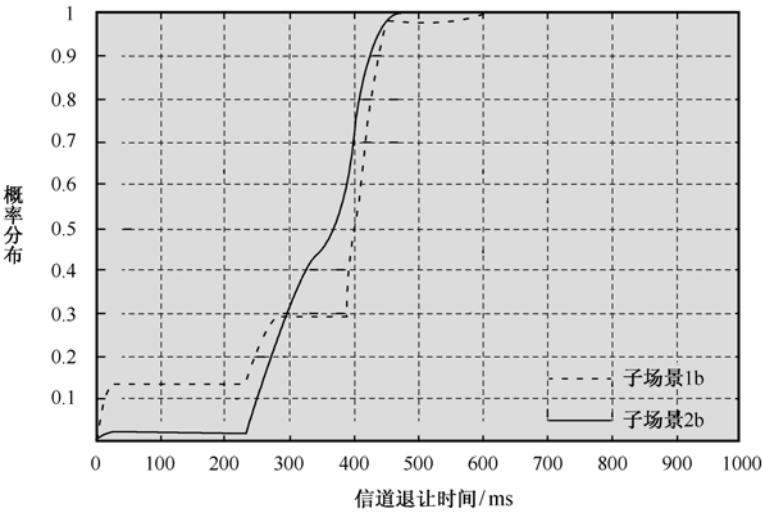


图9-37 各场景下信道退让时间的概率分布

② 干噪比。衡量 XG 测试系统对授权用户的干扰程度。在授权用户端，首先测量 XG 测试系统的信号和授权用户内部噪声这二者的叠加功率，然后在 XG 测试系统停止发送信号时测量授权用户内部噪声的功率，前者与后者之比为干噪比，可见，干噪比越大说明 XG 测试系统对授权用户的干扰越严重。本次测试中所有场景的干噪比都小于 0.5 dB，达到了要求，

这说明 XG 测试系统能够及时检测到授权用户并退让信道。

(2) 正常工作准则

正常工作准则包括四个指标：网络接入时间、网络重建时间、动态频谱范围以及全接入度。

① 网络接入时间。指一个节点接入一个已存在的 XG 网络所需要的时间，DARPA 要求该指标不超过 30 s。测试节点要能够根据 XG 测试系统的信号特征识别出 XG 网络，声明自己的存在和入网请求，然后与网络成员握手直到获准接入网络。实测中用到四个测试节点，先使其中三个测试节点组成一个网络，然后第四个测试节点进行网络接入。结果显示第四个节点以 0.97 的概率在 5 s 内接入网络，达到了要求。

② 网络重建时间。指 XG 网络退让信道后重新组网所需的时间，DARPA 要求该指标不超过 500 ms。在 SSC 实验室的测试显示，XG 测试系统的网络重建时间小于 150 ms，达到了要求。

③ 动态频谱范围。指系统的工作频率能够调整的范围，现存的许多无线网络需要用预定义的信道组网，XG 网络的目标是无需预定义信道也能组网。在实测场地除了 225~600 MHz 之间的六条信道没有其他可用信道，但在 SSC 实验室的测试显示，XG 测试系统至少能够在 50 条可用信道上切换，这说明了动态频谱共享是可行的。

④ 全接入度。指 XG 网络中所有节点都接入网络的时间占网络总工作时间的百分比。通常以下几个原因会降低该指标：节点移出网络覆盖范围、没有可用信道分配给节点或系统故障。在采用动态频谱共享的两种子场景中，子场景 1b 的全接入度平均为 95.3%，场景 2b 的全接入度平均为 95.6%，都达到了要求。

(3) 附加准则

附加准则包括两个指标：时间因数和寻道率。

① 时间因数。指节点实际收发信号的时间占节点总共分配到的上、下行时隙的百分比。由于测试节点在收发间隙要进行频谱检测，因此降低了 XG 测试系统的时间因数。XG 测试系统采用 IEEE 802.16 WiMAX 的 TDMA 帧结构，MAC 层的时隙利用率为 73.7%，前面已经给出 XG 测试系统的全接入度约为 95%，因此所有测试节点的平均时间因数为 70% ($73.7\% \times 95\%$)。

② 寻道率。指当 XG 网络需要时，能够及时找到可用信道的概率。通常以下情况会降低该指标：无可用信道或有可用信道但 XG 网络没有及时发现。实测中控制可用信道数从 1 到 6 变化，场景 1 和 2 的寻道率都接近 90%。

总结以上测试结果，各项指标都达到了 DARPA 的预期要求，满足了无干扰准则、正常工作准则和附加准则，尚存不足之处就是时间因数有待提高。由于频谱检测的硬件设备速度有限，因此要在收发间隙耗费较长的时间进行频谱检测，降低了时间因数，应通过改进硬件设备提升检测速度，提高时间因数。

9.3 认知Ad Hoc网络

9.1 节介绍了 WRAN 系统，它是一种典型的点到多点的集中式无线认知网络，需要基站等基础设施的支持，这就使得 WRAN 系统不适用于一些特殊场合，如在野外环境临时通信和应急状态下的快速通信。目前有些研究人员将认知无线电技术与无线 Ad Hoc 网络相结合，即组建认知 Ad Hoc 网络。

认知 Ad Hoc 网络是一种分布式的认知网络，不需要网络基础设施的支持，网络中的每

个节点都可以实时地对空闲频谱进行感知，既能提高频谱利用率，同时又适用于临时通信、应急通信等特殊场合。

9.3.1 认知Ad Hoc网络与传统Ad Hoc网络的比较

认知 Ad Hoc 网络与传统的 Ad Hoc 网络有很多相同的特征：①两者都是分布式的多跳、移动、自组织网络；②无中心节点，所有的节点地位平等，组成了一个对等式网络，其中的节点可以随时加入和离开网络，任意节点的故障不会影响整个网络的运行；③多跳路由，每个节点都有路由和转发功能；网络的拓扑结构动态变化；④移动节点的局限性，节点的能源、CPU 处理能力、内存等受限；⑤安全性差，由于采用无线信道、有限电源、分布式控制等技术，它更容易受到被动窃听、主动入侵、拒绝服务等网络攻击。

由于认知 Ad Hoc 网络采用了认知无线电技术，使得认知 Ad Hoc 网络与传统的 Ad Hoc 网络存在着很多区别：①在频谱方面，认知 Ad Hoc 网络中由于授权用户的“出现”和“消失”不断的变化，自然环境和人为的干扰，使得节点的可用频谱集随时间和空间不断变化，且变化频繁，而传统 Ad Hoc 网络中各个节点的可用频谱集相同且是固定不变的；②在设备方面，认知 Ad Hoc 网络中各个节点具备认知功能，能够实时地进行频谱和授权用户检测，同时由于增加了频谱检测能力，节点设备的能量消耗将更大，而传统的 Ad Hoc 网络则没有；③在网络拓扑方面，认知 Ad Hoc 网络中网络拓扑的动态变化主要是由节点的可用频谱集的变化和节点的移动性造成的，且节点间存在更复杂的合作和竞争关系，而传统 Ad Hoc 网络中网络拓扑的动态变化仅仅是由节点的移动性引起的。

9.3.2 认知Ad Hoc网络示例

在认知 Ad Hoc 网络中，CR 用户可以感知周围无线环境，从而得到空闲授权频谱的信息，并利用这些空闲频谱进行多跳通信。图 9-38 为认知 Ad Hoc 网络的示例，图中包括 4 个授权

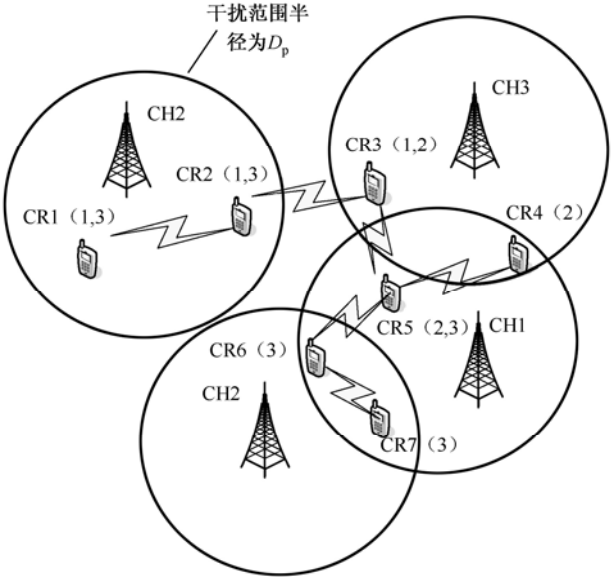


图9-38 认知Ad Hoc网络示例

用户和 7 个 CR 用户，授权用户占用 CH1、CH2 和 CH3 三个授权频段，覆盖范围的半径为 D_p （也称为干扰范围半径）。若 CR 用户处于授权基站的干扰范围以内，则不能够使用该授权基站的授权频段，由此可得出 7 个 CR 用户的可用频谱分别为 (1, 3)、(1, 3)、(1, 2)、(2, 3)、(2)、(3)、(3)。这可以看出所有 CR 用户之间并不存在一条公共信道，也就是说具有频谱的异质性（每个用户的可用频谱随着时间和位置的变化而变化）。

如何解决频谱异质性、如何协调各节点间的操作、如何提供可靠的传输，需要新的 MAC 协议和路由协议来支持分布式频谱共享系统的实现。而在第 6 章中已经介绍了认知 Ad Hoc 网络路由协议，所以本节主要关注认知 Ad Hoc 网络的 MAC 协议。

2004 年 4 月，微软亚洲研究院针对认知 Ad Hoc 网络开展了 Nautilus 项目，针对认知 Ad Hoc 网络提出了一种分布式的、可扩展的和有效的协同架构，并提出了相应的 MAC 机制。本节将以 Nautilus 项目为例来介绍认知 Ad Hoc 网络的分布式协同 MAC 机制。

9.3.3 分布式协同MAC机制

由图 9-38 可知，认知 Ad Hoc 网络中所有 CR 用户之间并不一定存在全局公共信道，但网络中的 CR 用户可以分成多个邻近 CR 用户组，组内的 CR 用户之间可存在本地公共信道。文献[15, 16]针对这种情况提出了一种分布式协同 MAC 机制，存在本地公共信道的邻近 CR 用户组成一个本地协同组，只有同一个本地协同组内的 CR 用户能够直接通信。本地公共信道又称为协同信道，它用于同一个本地协同组内用户之间控制信息的交互。位于不同协同组的用户之间的通信由桥节点负责实现。桥节点是拥有多个协同信道的边缘用户，维持着整个网络的连接性。

下面介绍两种分布式协同 MAC 机制的实现方式，第一种是对现有 MAC 协议进行改进，第二种是新型的认知 Ad Hoc 网络 MAC 协议。

1. 改进的MAC协议

传统 Ad Hoc 网络中的多信道接入协议将可用信道分为一个控制信道和多个数据信道。控制信道用于发送握手控制报文，数据信道用于发送数据报文和确认报文。改进的 MAC 协议是在现有的 MAC 协议的基础上增加分布式协同模块，如图 9-39 所示。其中，分布式协同模块由邻居节点发现、协同信道选择、协同组形成三部分组成。分布式协同模块首先进行邻居节点发现，与物理层共同检测授权用户，确定可用频谱，然后进行协同信道选择，形成协同组，最后利用现有 MAC 协议选择数据信道。需要指出的是当协同信道选定时，每个协同组的各个成员也就确定，即形成协同组。下面主要讲述邻居节点发现、协同信道选择和数据信道选择。

(1) 邻居节点发现

由于认知 Ad Hoc 网络具有分布式结构特性和网络频谱的异质性，所以网络中每个节点需要在多个可用信道上广播和侦听信标来发现邻居节点。信标中包含可用信道信息、协同信道信息以及每个协同信道的相关信息（如业务负载等）。

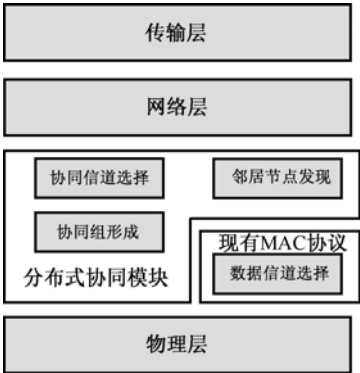


图9-39 改进的MAC协议

信标一般在信标传送时间 (Beacon Transmission Time, BTT) 内传送。BTT 是专门用于信标传输的一小段时间, 并且对所有设备是公开的。

当一个节点加入认知 Ad Hoc 网络时, 它将执行如下算法:

① 扫描并侦听多个信道上的信标, 收集邻近的授权用户和邻居节点的列表、邻居节点的可用信道集及相关协同信道信息;

② 获得邻居节点侦听每个信道的时间安排, 该节点将根据这些信息选出自己的协同信道;

③ 如果该节点在特定周期内没有检测到邻居节点, 则认为在自己的传输范围内没有任何邻居节点, 该节点将转移到其他区域或者等待其他节点的加入。

由于每个节点只能检测相邻区域, 所以根据本地信息作出的决策可能不准确。而信标广播允许节点间共享公共信息, 如邻居节点的信道情况, 从而能够给每个节点提供区域更广、准确性更高的信息。

(2) 协同信道选择

在每个节点发现其邻居节点并得到邻居节点的可用信道列表以后, 将开始动态地选择协同信道, 在选择协同信道时主要从下面几个方面考虑:

① 连通性, 每个节点选择邻居节点使用最频繁的信道;

② 传输范围, 对于使用频繁程度相同的信道, 选择其中传输范围更大的, 从而增加信号到达新节点的机会;

③ 负载均衡, 每个节点在信标信号中宣告自己协同信道的负载, 以便其他节点避免高负载的协同信道。

选择协同信道的具体做法是:

① 每个节点从其邻居节点的可用信道中寻找最高连通度 (一条信道所连接的节点数目) 的信道, 并广播这些邻居节点的信道 ID、信道连通度和一个 0~1 之间的随机数;

② 每个节点记录来自邻居节点的信标, 选择连通度最高的信道, 对于连通度相同的信道, 选择信标中随机数最大的那条信道。若两个节点间只有一个公共信道, 则这两个节点只能将这条信道作为协同信道;

③ 每个节点广播自己的选择, 一旦一个节点知道有邻居节点加入自己的协同信道, 则将该邻居节点从邻居列表中删除;

④ 重复步骤①~③直到网络中所有节点全部连通。

由于授权用户的加入、离开和 CR 用户的加入、离开等引起认知 Ad Hoc 网络的不断变化, 这就需要节点不断地调整协同信道来适应网络的变化。但是为了保证网络的稳定性, 节点不应当在网络一发生变化时就调整协同信道, 而是应当按照一定的时间间隙进行调整。

当授权用户出现并需要使用某条信道时, 所有受影响的节点将在规定的时间内退让出该信道。那些使用该信道作为协同信道的节点将通过协商确定一条新的协同信道, 一种可行的方案是选择邻近节点当前所使用的协同信道中的一条信道, 即加入一个邻近的协同组。如果没有可用的协同组, 这些节点将使用信道连续广播来选择新的协同信道并组成新的协同组。

(3) 数据信道选择

当协同组形成后, 组内节点可以使用现有 MAC 协议选择数据信道。需要通信的节点通过协同信道协商选择数据信道, 而其他节点则通过侦听协同信道来收集不同数据信道的信道状况信息, 这样能够有效利用机会频谱和控制信道接入, 从而避免对授权用户造成干扰。

数据信道选择的流程如图 9-40 所示。首先，发送节点向接收节点发送 CHI-REQ（信道请求信息）和可用信道列表，CHI-REQ 中指出了将要使用的数据信道所需的优先级。接收节点在收到 CHI-REQ 后，根据所需的优先级从可用信道列表中选出一条数据信道。然后，接收节点通过在协同信道上发送 CHI-ACK（接收节点信道确认信息）来通知发送节点它的决定，接着发送节点向接收节点发送 CHI-CFM（发送节点确认信息）。发送节点和接收节点需要将它们的可用信道列表设置为仅包含所选信道。收到 CHI-CFM 的邻居节点更新它们的信道状况记录并修改它们的可用信道列表。每个节点通过计算它在当前信道协商窗口所收到的 CHI-CFM 的数量来决定每个数据信道上的负载并更新相应信道的优先级。

2. 新型的MAC协议

上述改进的 MAC 协议在执行时面临一些挑战：首先，桥节点要和属于不同协同组的邻居节点进行通信，就必须在不同的协同信道间进行切换，为了保证效率，需要进行切换调度；其次，在认知 Ad Hoc 网络中，当前所选的用于发送数据包的信道对于邻居节点不可用时，而该邻居节点的数据包刚好在队头，这将队头阻塞。所以为了更有效地实现分布式协同机制，文献[16]提出了一种新型的 MAC 协议——异构分布式 MAC 协议（Heterogeneous Distributed MAC, HD-MAC），协议的结构如图 9-41 所示。

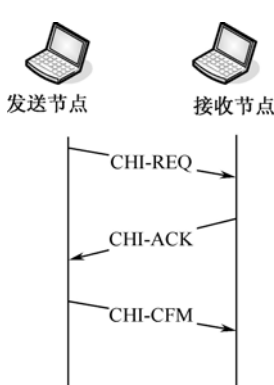


图9-40 数据信道选择流程图

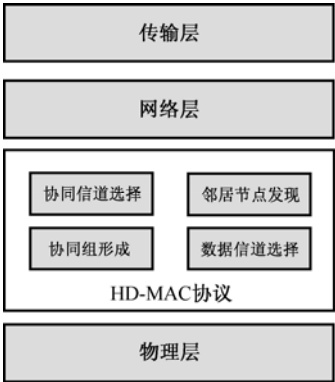


图9-41 HD-MAC协议结构

HD-MAC 协议将 9.3.3 节中改进的 MAC 协议中的分布式协同模块和数据信道选择结合起来，但与改进 MAC 协议在以下 3 个方面存在不同：超帧结构、排队结构和选择数据信道的标准。

（1）超帧结构

在 MAC 协议中传输是以超帧为单位的。每个超帧由广播信标、CHWIN（协商窗口）和 DATA（数据传输期）三部分构成，图 9-42 是改进的 MAC 协议和 HD-MAC 协议的超帧结构。其中广播信标又分为全局信标和组信标，全局信标用于发现新的 CR 用户，而组信标用于协同组内信标广播。改进的 MAC 协议中只有全局信标，而 HD-MAC 协议中则包含两种信标，组信标在全局信标之后出现。在改进的 MAC 协议中，每个普通节点和桥节点在一个超帧内都只能接入一个协同组；在 HD-MAC 协议中，每个普通节点在一个超帧内只能接入一个协同组，而每个桥节点在一个超帧内可以接入多个协同组，但是接入持续时间明显要小，且接入顺序是依次轮换，如以下顺序轮换：（1, 2）、（2, 1）、（1, 2）。

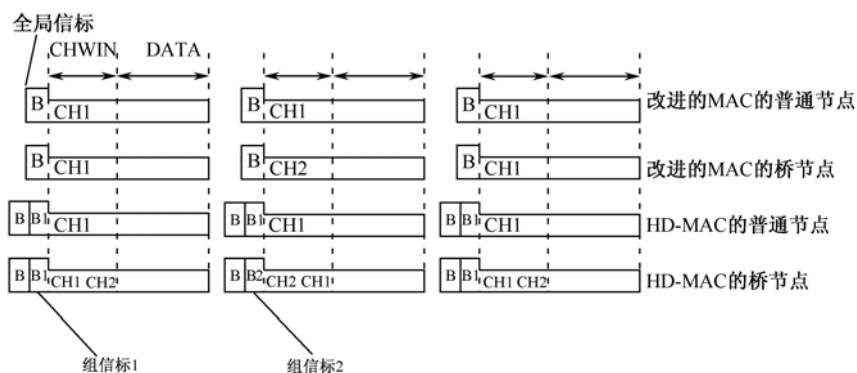


图9-42 改进的MAC协议和HD-MAC协议的超帧结构

(2) 排队结构

在改进的 MAC 协议中,有一个先入先出队列来存放所有邻居节点的业务。在认知 Ad Hoc 网络中,当前所选的用于发送数据包的信道对于邻居节点不可用,而该邻居节点的数据包刚好在队头,这就造成了队头阻塞。所以为了避免队头阻塞,HD-MAC 协议中提出了一种新的排队结构,它为每个邻居节点分配一个先入先出队列,在 CHWIN 时隙,用户按照轮换顺序向协同组的邻居节点发送传输请求,在 DATA 时隙,每个用户在成功协商的信道上按照轮换顺序向所有邻居节点发送数据包。

(3) 数据信道选择标准

在每个 CHWIN 时隙,相应的协同组的成员协商数据信道。改进的 MAC 协议仅仅考虑邻居节点间的干扰,HD-MAC 协议综合考虑了干扰,连通性和业务负载,提出了一种新的信道选择标准,即

$$w_u(c) = \lambda_{in} Q_{in}(c) + \lambda_{out} Q_{out}(c) - \lambda_f Q_f(c) \quad (9-9)$$

式中, u 代表用户; c 代表信道; $Q_{in}(c)$ 代表信道 c 上流入业务的估计量; $Q_{out}(c)$ 代表信道 c 上流出业务的估计量; $Q_f(c)$ 代表所有用户使用信道 c 对该用户所造成的干扰业务量; λ_{in} 、 λ_{out} 、 λ_f 分别代表每种业务类型的相对权重。

9.3.4 认知Ad Hoc网络的一些可能应用

考虑到认知 Ad Hoc 网络具有很多的优良特性,它具有非常广泛的应用前景。下面将介绍目前两种可能的应用。

1. 认知Ad Hoc网络与蜂窝网络互连

蜂窝网络通信是一种十分成熟的技术,在蜂窝系统中,控制部分几乎全部集中在基站和基站控制器,移动设备相对简单。与认知 Ad Hoc 网络的分布式控制相比,蜂窝系统的集中控制效率更高。另外,认知 Ad Hoc 网络很难组成大规模的网络。然而,传统蜂窝网络建设的成本较高,建设速度也比较缓慢,建成以后很难进行大规模调整,也不能很好地适应负载的变化。针对这些问题可以考虑将认知 Ad Hoc 网络与蜂窝网络互连^[17]。

将认知 Ad Hoc 网络与蜂窝网络互连,这样不仅能够提高网络的覆盖范围和网络容量,而且能够通过 CR 的机会式频谱接入特性来提高频谱利用率。如图 9-43 所示,为了实现网络互连,认知 Ad Hoc 网络通常需要借助某些节点充当互连网关,以便 CR 用户终端能够以一跳或多跳连接到网关,然后再通过基站以有线方式连接到 IP 核心网络。

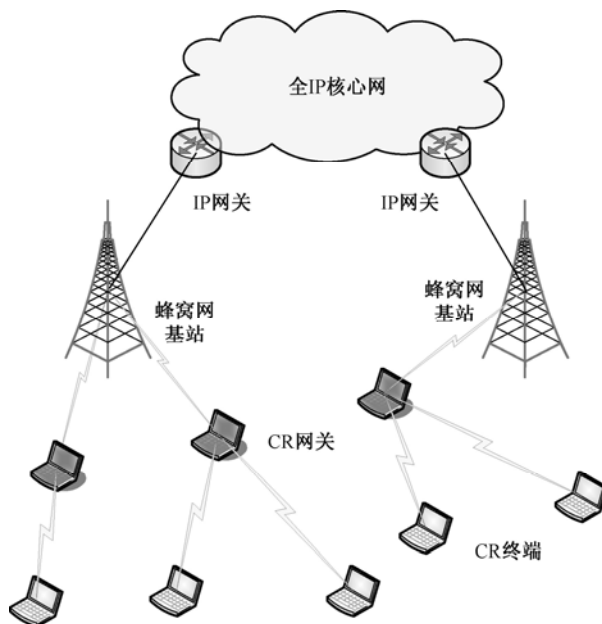


图9-43 认知Ad Hoc网络与蜂窝网络互连示例

2. 认知Ad Hoc网络在应急通信中的应用

由于应急通信网络要能够应对特殊环境和紧急情况，所以应急通信网络要比民用网络满足更多、更广的服务要求，比如，发生地震、洪水等自然灾害后，基础通信设施有可能遭到破坏，但是仍要求在抢险救灾过程中实现救援人员间的通信，且救援人员知道彼此的确切位置有助于在救援过程中彼此协助；在警察或消防队员执行紧急任务时，事故发生地不一定有通信基础设施，此时仍必须保障通信指挥的畅通。根据 ITU/ESCAP (ITU and the Economic and Social Commission for Asia and the Pacific) 区域工作组对受灾通信的统计，50%的死亡是在灾难发生后两个小时内产生的，主要是在灾难发生后，受灾者只能消极的等待救援，而这段时间内救援组织还没有赶到受灾地区。所以为了增加营救的成功率，受灾者之间需要能够保持通信。而认知 Ad Hoc 网络能够不依赖基础设施进行快速和灵活配置，并且能够尽可能地感知周围可用频谱，从而满足这些特殊场合的应用。

9.4 认知Mesh网络

无线 Mesh 网络是一种新型的无线宽带接入网络，它融合了无线局域网和 Ad Hoc 网络的优势，具有自组织、自修复、多跳级联、移动宽带等特点，是一种大容量、高速率、覆盖范围广泛的网络。然而随着网络密度的逐渐增大和吞吐量需求的不断增加，无线 Mesh 网络需要更高的容量来满足这些应用需求。而 CR 能够感知并利用周围无线环境中的空闲频谱，从而大大提高网络频谱的利用率。所以目前有些研究人员将 CR 与无线 Mesh 网络相结合，构建认知 Mesh 网络，这样能够有效减少网络拥塞，提高网络整体性能。

目前，国内外对认知 Mesh 网络结构的研究主要有两种：认知无线 Mesh 网络 (Cognitive wireless Mesh NETwork, COMNET) 和基于认知无线电的 Mesh 网络 (Cognitive radio based

Mesh network, CogMesh), 下面将分别对它们进行具体介绍。

9.4.1 COMNET网络

COMNET 是一种将频谱检测, 频谱共享等一系列 CR 技术应用于无线 Mesh 网络所形成的网络。COMNET^[18]的设计目的是在不需采用先进的硬件/软件技术(如能够感知几百 MHz 带宽频段的宽带过滤器或掌握发送者传输信息的先验知识等)的情况下, 尽可能利用商业上已经成熟的产品(如可在非授权频段工作的 IEEE 802.11 WLAN 网卡)将智能频谱感知能力加入到标准 Mesh 网络场景中。

1. 基于WLAN系统的COMNET网络结构

图 9-44 为基于 WLAN 系统的 COMNET 网络结构, 其中 C_1 、 C_2 、 C_3 为 COMNET 中的簇, 每一个簇都是由一个 Mesh 路由器(Mesh Route, MR)和它周围的 Mesh 客户端(Mesh Client, MC)组成, 每一个 Mesh 路由器和 Mesh 客户端都装备了一个基于 IEEE 802.11b 的收发机, 采用 CR 技术, 它们的收发机可以在给定时间调谐到授权或非授权频段上的任意可用信道。这样, 每一个簇均可看做一个单独的 WLAN 系统, Mesh 路由器作为接入点 (Access Point, AP), Mesh 客户端作为被接入点服务的节点, 如图 9-44 所示, 授权发射机是固定的无线电/电视塔, 称为授权基站。所有的上、下行数据流从单个 Mesh 客户端发送到其所属的 Mesh 路由器, 再通过多跳方式最终被前转到与 Internet 相连的网关。如果分属于不同簇的 Mesh 客户端之间要进行端到端通信, 则可以不经网关。

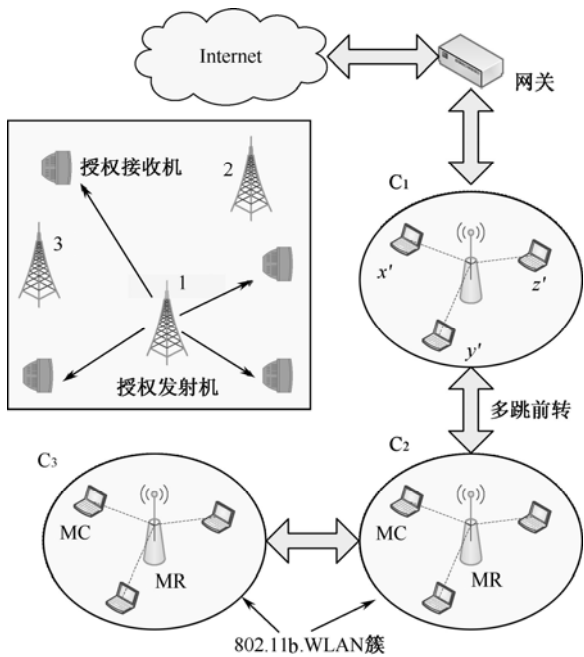


图9-44 基于WLAN系统的COMNET网络结构

需指出的是 Mesh 路由器之间的多跳链路可通过在不同频段的信道上通信来实现, 而不需和其他节点进行竞争。尽管一个簇中 Mesh 客户端的数目是动态变化的, 但每个 Mesh 路由器都有固定的地理位置, 且 Mesh 网络中所有其他 Mesh 路由器的位置对它来说是已知的。

2. 网络工作过程

本节将概括说明图 9-44 中所示 COMNET 网络的工作过程。Mesh 客户端周期性地调谐到授权频段中一个预先确定的信道上，检测在一段短时间内总的接收功率，检测结果在 Mesh 客户端之间相互交换，并与授权基站的距离等信息一起封装在数据分组中报告给各自簇中的 Mesh 路由器。但是，如果网络中仅存在端到端通信而不需要涉及到网关，则 Mesh 客户端需要在一个预先确定的信道上将统计结果发送给 Mesh 路由器。因此，簇 C_1 中的 x' 、 y' 、 z' 等 Mesh 客户端测量某个信道上（比如信道 9）的接收功率，然后将结果报告给它们所属的 Mesh 路由器。每个簇中的 Mesh 路由器根据这些信息确定授权基站的工作频率。

Mesh 路由器将簇中与检测授权频谱有关的信息插入数据分组中发送到网关，并由位于网关的中央数据库更新。中央数据库也包含了一个簇中激活传输节点的数目等信息，这可以很容易地获取，因为每条来自一个簇中 Mesh 客户端的数据流都需要经过网关。网络中所有簇的这些信息定期地出现在来自网关的下行流分组中，信息的数据格式为

<簇 ID，授权频段检测信息，节点的数目>

在这种机制下，不需要额外的分组或时延就能向网络中所有簇公布授权基站的相关信息。

3. 频谱检测

Mesh 路由器和 Mesh 客户端需要调谐到空闲的授权频段上进行通信，而空闲频谱需要通过频谱检测来发现，这样，频谱检测对 Mesh 路由器和 Mesh 客户端的正常通信显得尤为重要，下面将具体介绍 COMNET 网络的频谱检测。

COMNET 网络的频谱检测采用一种基于时域采样的信道检测方法——使用退避时间间隔的信道检测^[18]。在 IEEE 802.11 标准的物理层（PHY）中，定义了 $[0, CW]$ 范围内选择一个随机数 r 的退避计时器，其中 CW 表示竞争窗口。节点将计时器初始值设为 $20\mu s \times r$ ，在由 DIFS（Distributed Inter Frame Spacing）给出的竞争时间之后倒计时到 0，如图 9-45 所示。在倒计时这段时间间隔内，节点对信道不断进行检测，如果在某一时刻检测到信道忙，则退避计时器在信道被占用的整段时期内被冻结。在本方法中，当物理层检测到信道忙时，Mesh 客户端首先对 MAC 层数据包的头进行解码。如果数据包不是该节点需要接收的，则它不必在指定的时间（包头中给出）内再对该信道进行检测。此时，Mesh 客户端切换到授权频段，检测该频段的使用情况。

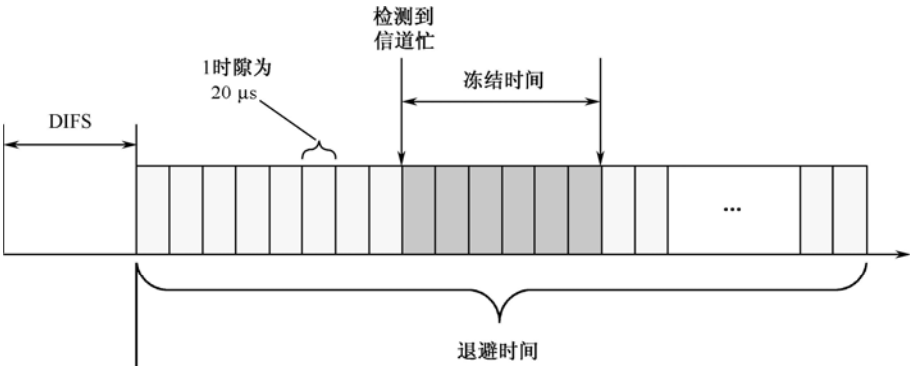


图9-45 使用退避时间间隔进行信道检测

经典的信道检测方法是调谐到所有可用的信道上，统计这些信道的信息，但具有以下限制：

- ① 在计时器冻结的较短时间内能够连续检测的信道数目有一个上限值。假设检测每个

信道的时间是 20 μs，实际设备的信道转换时间在 100~200 μs 之间。文献[18]仿真证明了当分组大小为 512 B 并使用典型的 11 Mb/s 链路，尤其是当有大量的信道时，可被直接抽样的信道数少于 3 个。这就需要利用其他方法来减轻抽样的不充分性，如将所有可用的信道分为几个子集，由不同的 Mesh 客户端分别进行检测。但这种方法的扩展性受到限制，且需要 Mesh 路由器之间进一步的协调。

② 仅根据接收信号的功率来估计信道占用情况并不能保证得到准确的结果。举一例子，如图 9-46 所示，当授权基站 1、2 和 3 激活时，Mesh 客户端 x' 检测授权频段。3 个授权基站与 Mesh 客户端 x' 的距离和各自所分配的频带如表 9-7 所示。当 Mesh 客户端 x' 检测信道 13 的接收功率时，单个发射机 3 在该信道上的功率与发射机 1、2 在不同的信道上产生的功率之和近似相等，如图 9-47 所示，这样将误认为信道 13 和信道 9 均被占用。因此，不能仅根据该信道的信号强度测量结果来确定信道是否被占用。

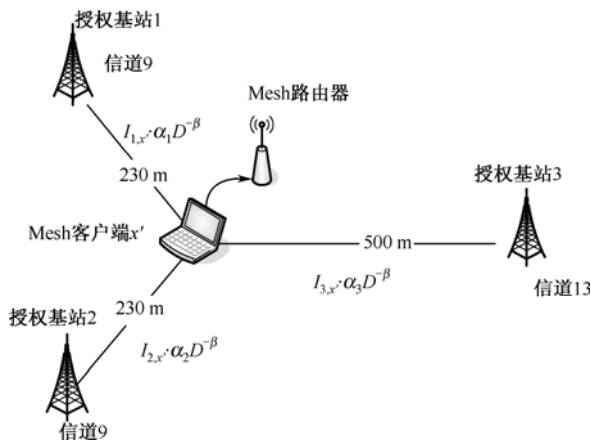


图9-46 Mesh客户端 x' 对授权基站1、2、3进行检测

表 9-7 3 个授权基站的相应参数

授 权 基 站	授权基站与 x' 的距离 /m	所分配的信道
1	230	9
2	230	9
3	500	13

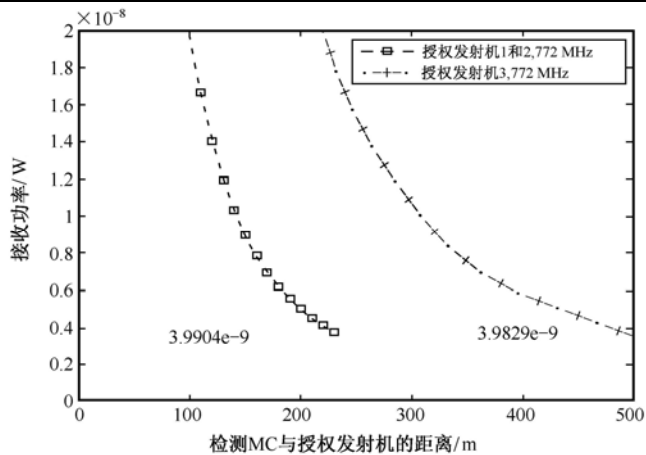


图9-47 Mesh客户端 x' 所检测的授权基站1、2、3的接收功率及对应距离的关系

因此,文献[18]提出了集中式方法和分布式方法来进行信道检测,这两种方法都是通过检测一个预先确定的授权信道来收集整个频带的信道信息的,这样不会出现限制①的情况。下面对这两种方法进行具体描述。

4. 集中式检测方法

集中式检测方法是由一个簇内的若干个 Mesh 客户端对某个预先定义的授权信道进行检测,并将各自所检测到的接收功率信息发送给 Mesh 路由器,从而由 Mesh 路由器来统一计算出授权用户所使用的信道频率,最终得出授权频谱占用情况。所要检测信道的接收功率是由若干个发射机产生的,这些发射机工作在不同的信道,仅仅只有很少一部分发射功率泄漏到所检测的信道上。因此,这些泄漏功率与使用的传输信道和检测信道之间的隔离度有关,而不会出现限制②的情况。如果固定检测信道,且在累积接收功率中每个发射机的泄漏功率是相互独立的,则单独发射机的信道是可估计的。具体检测步骤如下:

第一步,簇内的任意 M 个 Mesh 客户端调谐到一个预先确定的授权信道上,在一段持续时间内检测接收功率。假设采用简单的自由空间路径损耗模型,并且所有的授权基站使用相同的传输功率。这样一个簇中任意 M 个 Mesh 客户端测量由 M 个不同的授权基站产生的接收功率时,每个 Mesh 客户端的接收功率可写作:

$$\begin{aligned} P_1 &= I_{1,1} \cdot \alpha_1 D_{1,1}^{-\beta} + \cdots + I_{M,1} \cdot \alpha_M D_{M,1}^{-\beta} \\ P_2 &= I_{1,2} \cdot \alpha_1 D_{1,2}^{-\beta} + \cdots + I_{M,2} \cdot \alpha_M D_{M,2}^{-\beta} \\ &\vdots \\ P_M &= I_{1,M} \cdot \alpha_1 D_{1,M}^{-\beta} + \cdots + I_{M,M} \cdot \alpha_M D_{M,M}^{-\beta} \end{aligned} \quad (9-10)$$

式中, $\alpha_i = \frac{G_t G_r c^2}{(4\pi f_i)^2}$; G_t 、 G_r 分别是发送和接收天线增益; c 是光速; $I_{i,i}$ 是发射机和接收机信道之间的谱交叠因子 ($i=1,2,\dots,M$),表示了泄漏到检测信道的功率占原始发射功率的比例,可通过标准数据获得或根据功率掩盖限制计算得出。

第二步,进行检测的 M 个 Mesh 客户端检测到的接收功率信息传送给 Mesh 路由器,由 Mesh 路由器统一计算 M 个授权基站所使用的信道频率。将式 (9-10) 中等式用矩阵形式 $\mathbf{D}\mathbf{X} = \mathbf{Y}$ 表示,

$$\begin{bmatrix} D_{1,1}^{-\beta} & D_{2,1}^{-\beta} & \cdots & D_{M,1}^{-\beta} \\ D_{1,2}^{-\beta} & D_{2,2}^{-\beta} & \cdots & D_{M,2}^{-\beta} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{1,M}^{-\beta} & D_{2,M}^{-\beta} & \cdots & D_{M,M}^{-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1,1} \cdot \alpha_1 \\ I_{2,1} \cdot \alpha_2 \\ \vdots \\ I_{M,1} \cdot \alpha_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_M \end{bmatrix} \quad (9-11)$$

式中,到每个授权基站的距离(用矩阵 \mathbf{D} 表示)对于正在测量接收信号功率的 Mesh 客户端是已知的。列向量 \mathbf{Y} 是除去噪声的接收信号功率。因此,可以利用 $\mathbf{X} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{Y}$ 来解出 \mathbf{X} 。对列向量 \mathbf{X} 的每个输入 i ,假设增益 $G_t = G_r = 1$ 并取代 α ,式 (9-12) 可改写为式 (9-13)。

$$I_{i,1} \cdot \alpha_i = \phi_i \quad (9-12)$$

$$I_{i,1} \frac{c^2}{(4\pi f_i)^2} = \phi_i \quad (9-13)$$

从而由式 (9-13) 可计算出各个授权基站所使用的信道频率。

5. 分布式检测方法

相比集中式检测方法，分布式检测方法可将计算所带来的开销由 M 个 Mesh 客户端平均地分担，而不需要由 Mesh 路由器来统一计算。具体步骤如下：

第一步，簇内的任意 M 个 Mesh 客户端调谐到一个预先确定的授权信道上，在一段持续时间内检测接收功率。每个 Mesh 客户端的接收功率可表示为

$$P_1 = x_1 D_{1,1}^{-\beta} + x_2 D_{2,1}^{-\beta} + \cdots + x_M D_{M,1}^{-\beta} \tag{9-14}$$

$$P_2 = x_1 D_{1,2}^{-\beta} + x_2 D_{2,2}^{-\beta} + \cdots + x_M D_{M,2}^{-\beta} \tag{9-15}$$

$$\vdots$$
$$P_M = x_1 D_{1,M}^{-\beta} + x_2 D_{2,M}^{-\beta} + \cdots + x_M D_{M,M}^{-\beta} \tag{9-16}$$

式中，用变量 x 替换了等式 (9-10) 中谱交叠因子 I 和路径损耗 α 的乘积，

$$x_i = I_{i,j} \cdot \alpha_i, \quad \forall i \in U_p, j \in C \tag{9-17}$$

由式 (9-14) 变形可得

$$x_1 = P_1 \left(\frac{1}{D_{1,1}} \right)^{-\beta} - x_2 \left(\frac{D_{2,1}}{D_{1,1}} \right)^{-\beta} - \cdots - x_M \left(\frac{D_{M,1}}{D_{1,1}} \right)^{-\beta} \tag{9-18}$$

第二步，像求解线性方程的经典高斯消元法的过程一样，经过第 2 个节点时，将式 (9-18) 代入式 (9-15) 得出 x_2 的表达式，依次每经过一个 Mesh 客户端消去一个未知变量，并将新的表达式包含在 Equation 域发送给它的下一跳邻居节点（由 Dest_MC 域指出）。这种逐跳求解方程所需的信息被插入到 MAC 头中所添加的新域中，如表 9-8 所示。

表 9-8 MAC 头中所添加的新域

域	描 述
Dest_MC	链中的下一跳邻居节点
X_Values	该节点的所有后项路径中所计算出的 x 值
Equation	经过消除某个变量后的表达式
Hops	所需完成的跳数

在分布式检测中，节点除了仍然像通常那样继续向 Mesh 路由器发送数据，还需要根据 MAC 头判断自己是否为所指定的下一跳。这一过程一直继续下去，直到形成一条由 M 个 Mesh 客户端组成的链，如图 9-48 所示。在第 M 个节点可得到 x_M 的值，然后沿着链将其向后传送。每一跳沿着后向路径解出一个变量，并在前向路径将接收到的其他值包含在 X_Values 域发送给在前面的 Mesh 客户端。发起这条链的 Mesh 客户端最终收到沿反向路径返回的数据包后，就将信道估计结果发送给 Mesh 路由器。这种分布式机制和集中式很相似，但沿着 M 个节点组成的链进行前向和后向操作需要额外的时间开销。

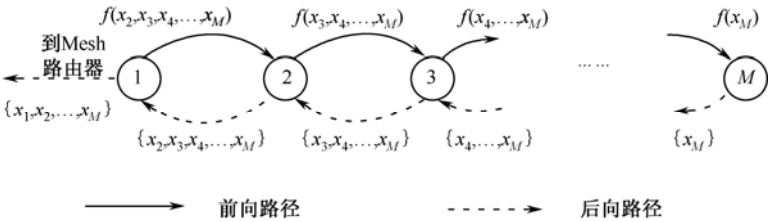


图9-48 一条由 M 个 Mesh 客户端组成的链

9.4.2 CogMesh网络

与 COMNET 网络不同, CogMesh 网络是将 Mesh 结构应用于认知无线网络所形成的网络。在认知无线网络中, 由于授权用户位置的差异性和出现的随机性, 网络中节点的可用频谱集是随着时间和空间不断变化的, 这样网络中所有 CR 用户之间就不一定存在全局公共信道。但是由于网络中临近 CR 用户之间存在本地公共控制信道, 所以文献[19]提出一种基于分簇结构的无线 Mesh 网络, 称为 CogMesh。CogMesh 是一种基于 Mesh 结构的认知无线网络, 其中 CR 用户机会式地利用检测到的频谱空穴。

1. 网络结构

CogMesh 网络中的各个节点都装备有认知无线电模块, 这个模块能够有效地检测和利用频谱空穴, 每个节点的可用频谱空穴与节点的位置有关。在 CogMesh 网络中, 假设频谱空穴以相对较慢的速率随时间变化, 并能够被节点检测; 各个节点均可进行慢速移动, 这样网络的拓扑结构随时间而动态变化。

CogMesh 网络被划分为多个簇, 每个簇由若干个簇内成员组成, 如图 9-49 所示。簇内成员分为三类: 簇头 (Clusterhead)、普通节点和网关节点。簇头负责簇内信道的接入控制和簇间的通信。网关节点用于与其他簇内成员通信。簇间连接有两种情况: 两个簇头之间通过一个网关节点连接; 两个簇头之间通过两个网关节点相连接。

2. MAC协议

频谱空穴的动态变化使信道接入控制变得非常复杂, 而纯分布式控制如载波侦听/冲突避免 (CSMA/CA) 将不再适用 CogMesh 网络。此外, 传统的多信道无线系统在邻居节点发现过程中通常需要一个统一的公共控制信道, 而 CogMesh 网络不存在统一的公共控制信道。因此需要一种基于认知无线电的多信道接入的 MAC 协议。

针对该问题, 文献[19]提出了一种混合式 MAC 层协议, 主要分为固定接入控制和随机接入控制, 其中固定接入控制负责簇内和簇间的数据通信, 随机接入控制负责控制信息的交互。

混合式 MAC 层协议将各个簇的信道接入时间分成若干个超帧(用于信道接入控制的最小时间单元)。每个超帧由一个频谱检测周期和五个主要周期所组成, 频谱检测周期用于节点进行频谱检测, 它插在主要周期之间, 如图 9-50 所示。五个主要周期分别为: ①信标周期, 它用于簇头信标的发送, 簇头信标包含该簇的时间同步信息、控制信息和资源分配信息。②邻居节点广播周期, 它被分成若干固定长度的小时隙, 簇的每个成员占用一个小时隙, 并用它来广播自己的 ID 和 1 跳邻居节点列表。邻居节点列表中的一个子表包含邻居节点的 ID 和邻居节点的信道列表。邻居簇的主信道包含在簇的列表当中, 这样簇内节点知道如何通过主信道到达它的邻居簇。为了使其他节点能够在错过信标的情况下识别广播信息, 在每个小时隙的开始加一个导频信号, 并且小时隙中的帧映射周期将广播超帧中的随机接入周期的起始时间和持续时长信息。某节点的邻居节点一旦收到该节点的邻居节点广播信息, 将有机会在接下来的随机接入周期中与该节点交换邻居节点信息。簇头将在簇头信标周期通告簇内成员的小时隙的位置。为了避免一个簇内有太多节点, 超帧中的小时隙数量将受到限

制。③数据周期，如果传输时使用不同的信道，则可以并行传输数据。④簇内随机接入周期，它用于簇内成员交换控制信息。⑤公共随机接入周期，它可用于节点加入簇、邻居节点信息交互和簇间控制信息交互。

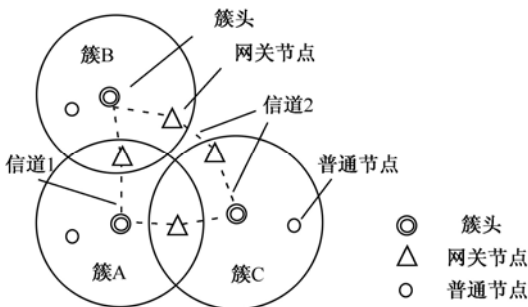


图9-49 簇的结构

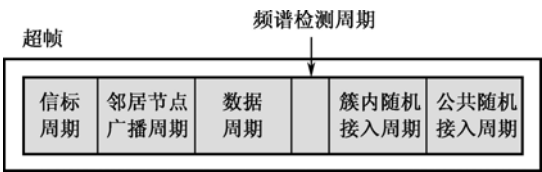


图9-50 超帧结构

在频谱检测周期内，簇的所有成员保持静默并检测频谱空穴。为了减少检测授权用户的虚警概率，需要邻居簇间进行频谱检测周期的同步。由于不同簇的超帧不需要同步，所以各个簇的频谱检测周期的位置各不相同，甚至在同一簇内，各个超帧的频谱检测周期的位置也各不相同，所以需要有一个分布式算法来解决邻居簇之间的频谱检测周期的同步问题，并决定该周期在超帧中的位置。

3. 频谱检测的同步

CogMesh 网络中，每个节点周期性地对频谱进行检测，但各个簇的簇头不是固定的，这就给频谱检测同步带来了很大挑战。为了易于实现，仅对检测周期进行同步而不对超帧进行同步，时戳算法可以解决这个问题。每个新的簇将其产生的时间进行标记，如果它检测到邻居簇的时戳比自己的早，则将其频谱检测周期与其邻居簇进行同步，并用其邻居簇的时戳代替自己的时戳。最终，所有的簇都与最早形成的簇的频谱检测周期进行同步。对于较大范围的网路，达到同步可能需要较长的时间。

4. 邻居节点的发现和簇的形成

为了方便，给出以下几个定义：节点的主簇指节点所属的那个簇；节点的邻居簇指节点不属于某个簇，但是在这个簇中有该节点的 1 跳邻居节点；簇的邻居簇指簇的所有成员节点的邻居簇。

邻居节点的发现主要在簇的邻居节点广播周期内完成。当一个节点想要加入网络，它首先进行可用频谱检测，然后节点在给定的时间周期内，选一条可用信道进行扫描，等待该信道上的信标。节点一般从最低频带信道开始进行扫描，扫描时长必须超过最长超帧的周期，并将扫描周期称为扫描间隔。如果有一个邻居簇在节点所侦听的频带上，则该节点在扫描间隔能够捕获该邻居簇的信标。

文献[19]将首个扫描间隔（节点加入网络时扫描第一个信道的时长）分为三种情况：没有信息到达、信标到达和邻居节点信息到达但没有信标到达。第一种情况，节点在扫描信道上形成一个簇并作为簇头。第二种情况，节点在簇的公共随机接入周期请求加入簇。如果簇头接受这个请求，它将给请求节点分配一个小时隙。在下一个超帧开始的时候，新加入的节

点在所分配的小时隙中广播它的邻居节点列表。但是，如果簇内没有空的小时隙，簇头将拒绝请求节点加入。这时，请求节点将选择次低频带信道进行新的扫描，如果发现在扫描完所有信道后，所检测的簇都没有空闲小时隙时，请求节点将自己形成一个簇。第三种情况，节点存在邻居簇但是与簇头有 2 跳距离，则该节点记录邻居节点信息，并在相应邻居簇的公共随机接入周期与邻居节点交互各自的邻居节点信息，然后该节点继续扫描下一个可用信道。如果节点扫描完所有信道后，不能找到满足情况一和二的信道时，该节点则随机选择一条信道自己形成一个簇。

图 9-51 给出了簇的形成过程。

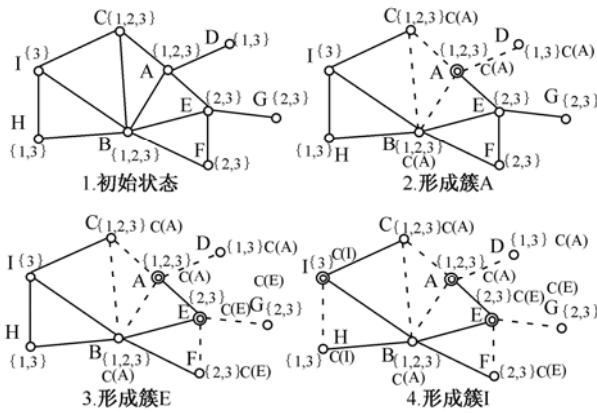


图9-51 簇的形成过程

(1) 初始状态

图 9-51 中节点附近括号内的数字代表那个节点的可用信道，越小的数字代表位置越低的频谱空穴。假定频谱空穴在簇的形成过程中不发生改变，两个节点间的边代表两者可以互相侦听到。

(2) 形成簇 A

假定节点 A 是信道 1 上第一个形成簇的节点，并将这个簇标记为簇 A。节点 A 的邻居节点 B、C、D 侦听它们的最低频带，如信道 1，检测到簇 A 发出的信标。然后它们通过相互协商加入簇 A。节点 B 由邻居节点发现进程发现知道节点 C 是它的 1 跳邻居节点，而节点 D 是它的 2 跳邻居节点。

(3) 形成簇 E

节点 E、F、G 在信道 2 上形成一个簇。首先由节点 E 形成一个簇，将这个簇标记为簇 E，节点 F、G 马上加入到簇 E。节点 B 侦听非主信道 2，它发现节点 E、F 为它的 1 跳邻居节点，节点 G 为它的 2 跳邻居节点。簇 A 和簇 E 通过节点 B 建立连接。

(4) 形成簇 I

假定节点 I 在信道 3 上形成簇 I。节点 H 收到节点 B 的广播消息并且检测到节点 B 为它的 1 跳邻居节点。但是节点 H 收不到来自簇 A 的信标，它开始在信道 3 上进行侦听，并最终加入簇 I。节点 H 在簇 A 的公共随机接入周期将它的新的邻居节点信息发送给节点 B，这样节点 B 知道信道 3 上存在一个簇。然后节点 B 通过扫描信道 3 知道节点 H 和 I 在信道 3 上，而且节点 C 也将在簇 A 的邻居节点广播周期知道节点 B 有两个新的邻居节点 H 和 I，最终知道它的邻居节点 I 在信道 3 上。在这个过程中，有 3 个簇形成并且簇头有足够的邻居节点信息用于簇间通信。然后 3 个簇彼此进行协商并在彼此的公共随机接入周期组成一个大的网络。

5. 簇间连接

CogMesh 网络是由各个簇通过网关节点相互连接组成的。两个簇的网关节点是中间节点，两个簇可以通过它进行控制信息和数据的交互。簇间连接有两种情况：两个簇之间存在重叠或两个簇之间不存在重叠。第一种情况，两个簇中至少存在一个节点是两个簇的簇头的 1 跳邻居节点，这个节点称为中间节点。簇头选择一个中间节点作为网关节点，来到达与网关节点相连的簇。这种情况下的网关节点叫做 1 跳网关节点。第二种情况，如果两个簇不存在重叠，但是两个簇中存在能够侦听彼此的节点，它们能够使两个簇相互连接，则称它们为 2 跳网关节点。

1 跳网关连接如图 9-52 (a) 所示，节点 A 和 C 分别为簇 A 和簇 C 的簇头，节点 B1 和 B2 分别为簇 A 和簇 C 的成员节点。簇头 A 可以通过节点 B1 到达簇 C，它选择节点 B1 作为网关节点，并命令节点 B1 通知簇 C 它的选择。节点 B1 侦听簇 C 的信标，并在簇 C 的随机接入周期给簇头 C 发送网关选择信息。当簇头 A 要发送控制信息给簇头 C 时，它首先将信息发送给节点 B1，然后由节点 B1 在簇 C 的私有随机接入周期转发给簇头 C。在相反的路径中，簇头 C 在簇 A 的随机接入周期发送控制信息给节点 B1，节点 B1 将信息转发给簇头 A。簇头 C 则可选择 B2 作为它到簇 A 的网关节点，使用路径 C-B2-A 将控制信息发送给簇头 A。由于网关节点工作于存储转发模式，所以簇 A 和簇 C 不需要工作于相同频段。

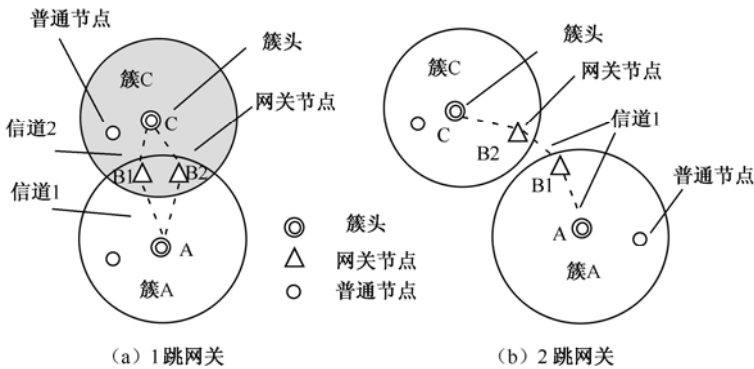


图9-52 两种簇间连接

由于 2 跳网关连接需要两个网关节点的协商，所以它与 1 跳网关连接相比更加复杂，2 跳网关连接如图 9-52 (b) 所示。与 1 跳网关连接相类似，节点 A 和 C 分别为簇 A 和簇 C 的簇头，节点 B1 和 B2 分别为簇 A 和簇 C 的成员节点。簇 A 和簇 C 间不存在重叠，但是节点 B1 和 B2 能够侦听到彼此。簇头 A 可以通过节点 B1 到达簇 C，它发送请求信息到节点 B1，节点 B1 在簇 C 的随机接入周期向节点 B2 转发请求信息，然后节点 B2 将请求信息转发给簇头 C。确认信息经过相似的流程从簇头 C 先后经过节点 B2 和节点 B1 到达簇头 A。

6. 拓扑管理

在 CogMesh 网络中进行有效的拓扑管理有以下两个目的：首先，在保证网络连通的情况下，尽量减少簇的数目，从而减少控制开销，改善频谱有效性；其次，在认知无线网络中，每个节点的可用信道随着无线环境的变化而变化，所以簇的拓扑不是固定的，且重配置需要一定的时间，所以为了适应无线环境，簇的拓扑需要随时地进行优化。

拓扑管理需要考虑以下 5 种情况：节点加入网络、节点离开网络、节点频谱空穴的改变、

簇头主信道的切换以及簇的合并，以下分别对这五种情况予以详细介绍。

(1) 节点加入网络

当一个新的节点加入网络时，它首先进行频谱检测，然后按 9.4.2 节所述加入一个簇。这里主要的问题是节点如何知道它的邻居节点，以及如何让工作于不同主信道的邻居节点知道自己的存在。节点和它在同一簇内的邻居节点可以通过邻居节点的发现知道彼此。节点可以从其邻居节点信息中知道潜在的邻居簇和相应的主信道。这样，节点可以切换到其他簇的主信道上进行邻居节点发现。另一方面，当节点的 1 跳邻居节点检测到一个新的邻居节点时，它们将通过邻居节点发现进程广播它们更新的邻居节点列表。当邻居簇内的其他节点发现这个节点作为它们的 2 跳邻居节点时，它们将调度扫描进程来确认这个节点是否为它们的 1 跳邻居节点。经过几轮的邻居节点信息的交互后，新节点和它的邻居节点将获得准确邻居节点信息。

(2) 节点离开网络

当一个节点离开网络时，它需要及时通知它的所有邻居节点。离开节点所在的簇和它的邻居节点需要根据该节点的角色合理地检测和处理该节点的离开事件。主要有两种类型的离开事件：节点正常离开网络和节点由于故障突然消失，称前者为分离进程，后者为消失进程。

对应于普通节点、网关节点和簇头三种角色，主要有以下三种分离进程：

① 第一种分离进程，对于普通节点，它将在主簇的私有随机接入周期内向簇头发送一个特定的消息。簇头通过在它的小时隙中广播一个特定消息来宣布节点的离开。主簇的成员节点通过这个特定消息检测节点离开事件，并更新它们的邻居节点列表。然后主簇的成员节点将节点离开事件通知它们的邻居簇。邻居簇依次通知各自簇内与离开节点互为邻居的节点。

② 第二种分离进程，对于网关节点，它将通知簇头它的离开，然后簇头开始进行新的网关节点的选取。其后的分离进程与普通节点的一样。

③ 第三种分离进程，对于簇头，它的离开比较复杂。在簇的生存时间内，主簇头可以选择一个第二簇头，第二簇头比簇内其他成员节点拥有更多的 1 跳邻居节点。如果簇内有第二簇头，主簇头需要在离开网络之前，将簇头的角色切换到第二簇头。原簇中新簇头的 1 跳邻居节点仍然留在该簇中，而新簇头的 2 跳邻居节点则离开该簇，开始前述的节点加入进程。其后的分离进程与普通节点的一样。如果簇内没有第二簇头，簇头将向簇内成员节点广播簇解散消息，然后各个成员节点开始节点加入进程。各成员节点可以在簇的公共随机接入周期将簇头的分离信息通知邻居簇，然后邻居簇将到达该簇的网关节点取消，并更新各成员节点的邻居节点列表。

对于消失进程，由于节点没有通知簇就离开网络，所以及时地检测离开事件就更为重要，对应于节点的三种角色，主要有以下三种消失进程：

① 第一种消失进程，对于普通节点，簇头通过邻居节点发现进程来检测离开事件。在一定的超帧周期内，节点需要在所分配的小时隙中至少广播一次它的邻居节点列表，簇头和它的成员节点通过对该周期内相应邻居节点广播信息的缺失推断出所离开的节点。一旦离开事件被检测到，剩下的进程和分离进程一样。

② 第二种消失进程，对于网关节点，其离开事件的检测与普通节点的离开事件一样。然后簇头开始进行新的网关节点的选取，其后的进程与普通节点的分离进程一样。

③ 第三种消失进程，如果簇头消失，簇内成员节点将收不到信标，因此它们可以推断出簇头的离开。如果簇内存在第二簇头，第二簇头将代替簇头的角色，否则簇将解散。

除了主动的检测离开事件外，各节点的邻居节点列表当中的项目存在生存时间。在生存时间内，检测到离开事件，则按离开事件处理。当在生存时间内没有收到邻居节点的广播信息时，节点将把该邻居节点从邻居节点列表中删除。不同的生存时间用于不同的邻居节点，1跳邻居节点的生存时间要短于2跳邻居节点；属于同一簇的邻居节点的生存时间要短于不同簇的邻居节点。当在生存时间内收到邻居节点的广播信息时，节点立即进行生存时间更新。一旦1跳邻居节点的生存时间过期，节点将立即通知主簇和邻居簇。

（3）节点频谱空穴的改变

各节点周期性地对频谱进行检测，如果节点检测到新的频谱空穴，它将简单地通知主簇和邻居簇。新的频谱空穴不会立即被使用，只有当节点的一些频谱空穴不再可用时才会被使用。网络需要快速适应频谱空穴的切换，如果一个节点检测到主信道不再可用，它将切换到它的邻居簇，并将这个改变通知它的原簇和其他邻居簇。如果没有邻居簇可用，它将自己组成一个簇。如果网关节点发现连接邻居簇的信道不再可用，它将通知簇头。如果由于频谱空穴的改变使网关节点切换到另一个簇，它的原簇能够在邻居节点广播周期通过邻居节点地发现进程检测到这个切换事件，并做出相应的处理。如果簇头的主信道不再可用，该簇将被解散。

（4）簇头主信道的切换

簇头切换主信道主要有以下几个原因：当前主信道由于被几个邻居簇共享而比较拥挤；由于干扰的增加使信道质量恶化；有许多1跳邻居节点工作于其他信道，但是这些节点可以合并到这个簇；由历史统计信息知，在某些时段需要为授权用户空出当前主信道。

决定信道的切换是簇头的职责，它需要通知成员节点进行信道切换。当所有成员节点确认这个通知后，簇头从下一个超帧开始在新的主信道上发送信标。完成切换后，需要通知该簇的邻居簇，并且重新选择网关节点。如果簇在进行信道切换后有利，但是有少部分成员节点的频谱空穴中没有新的主信道，则簇将请求这些成员节点离开本簇。

（5）簇的合并

网络中簇是根据网络的初始状况形成的，这样，网络的拓扑结构就不一定是最优的。而且，由于开放式频谱共享的特性，在网络生存时间内，网络的拓扑结构是不断变化的。因此，簇的结构需要与网络状况保持一致。簇的合并进程提供了一种簇结构自适应无线环境的方法。由于有公共特性的簇进行了合并，网络中簇的数目有所减少，从而通信开销也随之减少。依据不同的标准，可提出不同的合并算法，例如可以应用统计学习算法来适应无线环境的变化。

传统的合并簇的算法不适合于 CogMesh 网络，有以下几个原因：传统的合并簇的算法假定网络使用同一信道；它主要针对固定网络拓扑而设计，缺乏对动态变化拓扑的适应能力；它仅仅保证网络的连通性，簇结构不是最优选择。所以 CogMesh 网络需要一种独特的合并簇的算法。文献[19]使用了以图论中的最小支配集（the Minimal Dominating Set, MDS）为基础的簇合并算法，其中 MDS 问题是 NP-困难问题，但是次优 DS 可以由启发式算法通过本地最小支配者选择得到。启发式算法是由各个节点分布式地周期性运行，仅需要邻居节点信息来决定本地最优簇配置。最后通过簇头的收集逐渐汇聚成次优 DS，并将这个算法叫做本地最小支配集合并算法（the Local Minimal Dominating Set, LMDS）。

LMDS 算法如下：标记一节点为 A 节点，从它的邻居节点列表中得出节点集，节点集中包括它的1跳邻居簇和主簇的所有成员节点，该节点集为需要优化的目标节点集。算法的目标是以图中节点集形成的 MDS 为基础组建簇，从而使得图中簇的数量最小，其中 MDS 由考

虑节点多个信道的启发式算法得到。首先将节点 A 作为簇头形成一个簇,并将最大度的信道作为主信道。如果节点集中节点 A 的 1 跳邻居节点与节点 A 共享主信道,则将该邻居节点分配到节点 A 的簇中,并将簇中的成员节点从节点集中删除。节点集中的剩余节点将进行如下处理:选择某一信道上的最大度节点与其相应得邻居节点形成簇,直到所有节点全部加入网络为止。最后,公布新的簇配置方案,其中包括各个簇的簇头、主信道和成员节点。如果新配置簇的数目少于当前簇的数目,则节点 A 开始一个协商进程来重组它周边的簇。

本节介绍了两种认知 Mesh 网络: COMNET 和 CogMesh,并分别讲了各自的网络结构和相关技术。两者主要区别在于: COMNET 是将认知无线电技术应用于无线 Mesh 网络所形成的,而 CogMesh 是将无线 Mesh 结构应用于认知无线网络所形成的。随着 Mesh 网络和认知无线电技术的不断发展,将会有更多关于认知无线电技术与无线 Mesh 网络相结合的研究。

参 考 文 献

- [1] 周小飞,张宏纲. 认知无线电原理及应用. 北京:北京邮电大学出版社,2007.
- [2] 周宪伟. 认知无线电. 北京:国防工业出版社,2008.
- [3] Winston Caldwell. “Draft Recommended Practice”. IEEE 802.22-06/0242r2. November 2006.
- [4] IEEE 802.22 Working Group. IEEE P802.22™/ DRAFTv1.0 Draft Standard for Wireless Regional Area Networks Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands. 2006.
- [5] J. Benko, Y. cheong, C. Cordeiro, W. Gao, C. Kim, H. Kim, S. Kuffner, J. Laskar, Y. Liang et al. “A PHY/MAC Proposal for IEEE 802.22 WRAN Systems, Part 1: The PHY”. IEEE 802.22-06/0004r2. February 2006.
- [6] A. Pandharipande, J. Kim, D. Mazzaresse, B. Ji et al. “Technology Proposal Package for IEEE 802.22”. IEEE 802.22-05/0099r0. November 2005.
- [7] J. Benko, Y. cheong, C. Cordeiro, W. Gao, C. Kim, H. Kim, S. Kuffner, J. Laskar, Y. Liang et al. “A PHY/MAC Proposal for IEEE 802.22 WRAN Systems, Part 2: The Cognitive MAC”. IEEE 802.22-06/0003r3. February 2006.
- [8] 陈劼,吴非. 认知无线电标准化进展. 中兴通信技术,2007,13(3): 9-11.
- [9] 王先义,陈丹俊,刘斌,朱允锋. 复杂电磁环境战场频谱管理. 中国电子科学研究院学报,2008,3(4): 338-344.
- [10] Akyildiz I F, Lee W Y, Vuran M C, Mohanty S. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey. Computer networks Journal, 2006, 2127-2159.
- [11] David Wilkins, Grit Denker, Mark-Oliver Stehr, Daniel Elenius, Rukman Senanayake, Carolyn Talcott. Policy-Based Cognitive Radios. Wireless Communications IEEE, 2007, 14(4): 41-46.
- [12] DARPA XG Work Group. The XG Vision RFC V2.0. BBN Technologies, 2005.
- [13] Frederick W. Seelig. A Description of the August 2006 XG Demonstrations at Fort A.P. Hill. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE international Symposium 2007, 1-12.
- [14] McHenry M, Livsics E, Nguyen T, Majumdar N. XG dynamic spectrum access field test results[Topics in Radio Communications]. Communications Magazine IEEE, 2007, 45(6): 51-57.

- [15] Haitao Zheng, Jun Zhao, Zhensheng Zhang, Ben Zhao. A Coordination Framework for Opportunistic Spectrum Access in Ad Hoc Networks, Microsoft Technical Report, Feb. 2005.
- [16] Jun Zhao, Haitao Zheng, Guanghua Yang. Distributed Coordination in Dynamic Spectrum Allocation Networks, in IEEE DySPAN, Nov. 2005.
- [17] Xiuhua F, Wenan Z, Junli X, et al. Extended Mobility Management Challenges over Cellular Networks combined with Cognitive Radio by using Multi-hop Network[C]. 2007.
- [18] Chowdhury K R, Akyildiz I F. Cognitive Wireless Mesh Networks with Dynamic Spectrum Access[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on 2008, 26(1): 168-181.
- [19] Tao C, Honggang Z, Maggio G M, et al. CogMesh: A Cluster-Based Cognitive Radio Network[C]. 2007.
- [20] Tao C, Honggang Z, Maggio G M, et al. Topology Management in CogMesh: A Cluster-Based Cognitive Radio Mesh Network[C]. 2007.
- [21] Sengupta S, Chatterjee M, Chandramouli R. A Coordinated Distributed Scheme for Cognitive Radio Based IEEE 802.22 Wireless Mesh Networks[C]. 2008.
- [22] Sengupta S, Ahmad M Z, Chatterjee M. Initializing mesh architecture for cognitive radio based IEEE 802.22[C]. 2007.

第 10 章 从认知无线网络到认知网络

认知无线网络 (CRN) 只是认知无线电 (CR) 技术在无线网络方向上的发展, 它最终的目标是向着认知网络方向演进。认知网络是建立在 CR 和跨层设计技术基础上的一个新的研究领域, 目前还处于发展的初期阶段。

本章将对认知网络作一个整体的介绍, 包括认知网络的定义、应用实例、网络架构及体系结构, 以及认知网络在 B3G 中的典型应用, 最后指出认知网络发展面临的问题和挑战。

10.1 认知无线电、认知无线网络与认知网络

现在的网络, 尤其是无线网络, 越来越复杂化、异构化, 网络环境的变化也呈现出高度动态性的特征。针对网络的这些特征, CR 及跨层设计技术已解决了一些问题, 但是从整个网络的角度来看还是有缺陷的, 例如, CR 只是主要用来解决无线电用户机会式频谱接入问题, 更强调在网内发现和使用频谱空穴的能力, 而并不涉及网络内部、网络间其他可用资源的发现和利用; 跨层设计一定程度上解决了网络的跨层优化问题, 但一般表现为单目标优化, 并没有考虑整个网络的性能目标, 在解决整个网络范围内端到端目标的优化问题上还存在一定的局限性^[1]。

在 CR 和跨层设计的基础上发展而来的认知网络, 则可以解决 CR 和跨层设计在优化整个网络性能上存在的缺陷, 实现整个网络端到端的优化目标。认知网络是一种新型的自适应网络技术, 其操作考虑整个网络的端到端目标, 这是它与传统的 CR 技术的最重要的区别^[2]。作为未来的网络技术, 认知网络允许网络在复杂的、异构化及动态变化的环境中操作, 通过学习及自适应的行为来满足高层的端到端目标, 以实现整个网络性能的提高。

认知网络与 CR、CRN 之间存在一定的关系, 下面简单说明一下认知网络与 CR、CRN 之间的联系与区别。

1. CR与认知网络

可以认为对 CR 方面的研究引发了认知网络概念的形成。认知网络同 CR 有 50% 的相关术语, 这意味着两者有一定程度上的共同性。认知网络和 CR 之间的共同点可以大体上总结为三点:

① 无论是对 CR 还是对认知网络来说, 认知过程都是性能优化的核心。认知过程最重要的一个方面就是具有从以前的决策中学习及利用这种学习来影响将来行动的能力。在认知过程中学习到的知识被称为无线电知识。

② CR 和认知网络都包含模型语言。在 CR 中, 无线电知识包含在模型语言中, 如无线电知识描述语言 (Radio Knowledge Representation Language, RKRL)。认知网络中也包括类似的模型语言, 如认知规范语言 (Cognitive Specification Language, CSL)。CSL 不同于 RKRL

的主要一点就是它可以把高层的端到端目标需求映射到下层机制。

③ CR 与认知网络都需要可被认知过程控制的软件可调平台^[3]。CR 需要一些可调的参数来定义认知过程的可优化空间。这些可调参数是由软件无线电（SDR）所提供的。同样的认知网络中这些参数是由软件自适应网络（Software Adaptable Network, SAN）所提供的。

CR 与认知网络的不同点可以总结为以下两点：

① 控制目标不同。CR 的目标则只是定位于优化无线电用户的性能，可以理解为是一个局部目标；认知网络的目标是基于端到端的网络性能目标，这些端到端的目标则是根据用户、应用程序及资源需求来制定的。在认知网络中，不管一个网络的组成部分是以合作（Cooperative）的形式还是以自私（Selfish）的形式行动，所有认知网络的行动都是参照端到端的网络目标。

② 对异构网络的支持程度不同。CR 仅适用于无线网络，而认知网络适用于有线和无线网络，即认知网络的适用范围更广，它不仅仅局限于无线网络，其应用范围可扩展到 Ad Hoc 网络、有基础设施的无线网络、有线网络以及异构网络中^[4]。这样认知网络在优化未来较难融合的异构网络性能方面具有很大的潜力。

2. CRN与认知网络

前面的章节一直在介绍 CRN 的内容，CRN 与认知网络都是从 CR 的基础上发展和演进来的，它们之间存在的主要区别有：

① 适用范围不同。CRN 是基于 CR 技术的无线通信网络，主要用于提高频谱利用率，只适用于无线网络。而认知网络是由许多具有认知功能的节点构成的，它可以是无线网络、有线网络及异构网络。

② 认知环境不同。CRN 与无线的认知网络最明显的区别之一是认知环境发生了变化，从无线环境拓展到了网络环境与用户环境，形成了多域环境感知^[5]。CRN 利用 CR 的频谱感知、频谱分配等技术，使网络内的用户在多维度上实现频谱资源的共享和复用，提高频谱利用率。而认知网络不再局限于授权用户和 CR 用户的概念了，它强调认知要素（认知要素可以是协议、无线电设备、网络节点等）对多域环境的观察、学习、推理和判决。

③ 影响两种网络发展的技术不同。CRN 的发展在技术方面主要是受 CR 技术发展的影响，而认知网络的发展不仅仅受 CR 技术发展的影响，更受到数据发掘、模式识别等这些机器学习等学科发展的影响。因为认知网络的认知范围不仅是无线频谱资源，还包括对用户和网络环境信息的感知，这种感知需要对形如历史信息库这样的数据库中的数据进行不断的更新、挖掘和分析，而完成这些内容不是单靠 CR 技术完成的，必须联合多学科加以解决。

10.2 认知网络概述

认知网络是一个新兴的研究领域。为了对这个新的研究领域有一个初步的认识，在本节中将介绍认知网络的相关基础知识，包括认知网络的定义、一个简单的应用实例、网络架构及两种初步的体系结构。

10.2.1 定义

认知网络的定义是由美国维吉尼亚理工大学（Virginia Tech）首次提出的。他们认为：认知网络是指带有一个可以感知当前网络状况的认知过程，然后根据感知到的网络状况进行计划、决策及行动的网络。网络可以从这些自适应中学习，并且把学习到的知识用于将来的决策中。在做决策的同时，考虑端到端的优化目标^[2]。

在此定义中，认知类似于认知无线电中的认知，即可以感知周围环境等。但这里的认知应用了很多经典的学习模型，如遗传算法、人工智能、卡尔曼滤波器等。网络和端到端两方面是认知网络区别于其他认知通信技术的关键要素。若没有网络及端到端范围的限制，该系统很可能只是认知无线电或某一层，而不是一个真正的认知网络。从定义看，认知网络与传统非认知网络相比，在做所有决策时都以实现端到端的目标为主要依据。还有重要的一点是：认知网络要具有前瞻性，即试图在问题发生之前就去做调整，而不是被动地适应。

10.2.2 简单应用实例

为了体现认知网络中端到端目标的需求在实际网络应用中的优点，下面通过一个具体实例^[6]来说明。

图 10-1 所示是一个简单的中继网络，节点 S_1 、 S_2 代表源节点，节点 R_1 、 R_2 、 R_3 代表中继节点，节点 D_1 、 D_2 代表目的节点。在该例中，考虑源节点 S_1 要向目的节点 D_1 传数据的情况，从源节点 S_1 到目的节点 D_1 的数据，要经过中继节点 R_1 、 R_2 或 R_3 ，这个过程其实可以看做一个选路的过程，选择走哪些或哪个中继节点（在本例中是指 R_1 、 R_2 或 R_3 中的一个）能更好地满足网络性能或目标。下面通过比较在普通的具有链路自适应性的中继网络中和假设该中继网络是一个简单的认知网络的情况下，该过程分别是如何进行的，从而说明认知网络在满足网络端到端性能方面的优势。

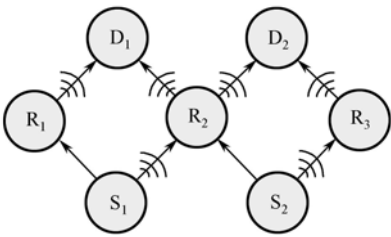


图10-1 简单的中继网络

在普通的具有链路自适应性的中继网络中，源节点 S_1 处的数据要想到达目的节点 D_1 必须经过中继节点 R_1 或 R_2 。节点 S_1 可以依据到节点 D_1 经过的跳数最少和链路中断概率较低的原则来选择中继节点，这表现了节点 S_1 的链路自适应性。在这个简单的中继网络中，节点 R_1 和 R_2 都属于从 S_1 到 D_1 的最小跳路径上的节点。因此，节点 S_1 通过观察到 R_1 和到 R_2 的两条线路上的中断概率从中选择出具有较低中断概率的那条线路来传输。从链路级的角度看，这可以保证传输数据包具有能正确到达中继节点的最高概率。但是，这不能保证端到端的性能，具体到这个网络中也就是指从 S_1 到 D_1 总的中断概率。

相比于传统的链路自适应性网络，认知网络则利用对所有节点的观察来计算从 S_1 经过 R_1 或 R_2 到 D_1 的总的路径中断概率，从而选择中断概率较低的路径，这体现了全局观察的优势。认知网络有另外一个优势即学习能力，学习机制可以测量从源节点到目的节点的吞吐量，以便来判断之前决策的效果。假设通过之前的观察，为满足最小中断概率的要求，网络判决节点 S_1 和 S_2 向目的节点传数据都要经过中继节点 R_2 。现在假定节点 R_2 由于接收来自节点 S_2 的大量信息而发生了拥塞，虽然认知过程不能明确地发现拥塞现象，因为网络观察中不包括

这一点，但是 S_1 和 S_2 的吞吐量报告会有明显的变化，认知过程可以从减少的吞吐量中推测出可能存在问题，即学习机制意识到之前的方案不再是最优的，然后它就会指导认知过程转向另一个解决方案以响应拥塞，可能通过改变路线的方式，比如换成经过节点 R_1 或 R_3 。

这个例子表明认知网络具有优化端对端性能以及对未知环境作出反应的能力。

10.2.3 网络架构

网络架构反映了网络中各实体间的结构关系，它是指用什么方式把网络中的计算机等设备连接起来。网络架构的好坏对整个网络的性能和经济性存在重大影响。美国加州大学圣地亚哥分校的 B.S.Manoj 等人在文献[7]中提出了两种简单的认知网络架构。一种为自主式认知网络（Autonomous Cognitive Networking, ACN），另一种为分布式认知网络（Distributed Cognitive Networking, DCN）。

第一种自主式认知网络，也是最简单的一种网络架构方式。根据这种网络的结构，无线认知网络设备观察和学习周围的环境，并且基于这些观察和学习来采取行动。这些设备具有明显的认知能力，它们之间并不交互，也不和任何的中央实体交互。自主式认知网络通常比较适用于没有集中的网络资源的情况下。第二种连接方式是分布式认知网络，它不同于自主式认知网络的最重要的方面是节点间或者节点与中央知识库之间可以进行交互，可对感知到的信息进行交互，因此分布式认知网络相比自主式认知网络，能更好地实现整个网络端到端的性能。

1. 自主式认知网络

自主式认知网络的网络架构如图 10-2 所示。网络中的每个节点通过从周围环境中观察和学习的方式来进行自适应。类似于传统的 CRN，认知网络中的节点通过观察它周围的网络及无线电环境来获取认知信息（如传输模式、每一层的协议参数等），并存入认知网络节点数据库中。在这种结构中，每个节点都独立地执行 OODA 环^[2]，如图 10-2 中所示，分别代表观察（Observe）、定向（Orient）、决策（Decide）及行动（Act）（OODA 环最初是由 Col John Boyd 提出的，类似于 CR 中的认知环^[8]）。

这种自主式认知网络面临的主要问题是每一个节点如何成功地独立获取高层信息。为解决这一问题，节点可配置为具有自主性的认知网络接入点（Cognitive Network Access Point, CogNet AP）^[9]，CogNet AP 的结构如图 10-3 所示。CogNet AP 有两个网络接口：服务接口和监测接口。服务接口为与 CogNet AP 相关联的用户或客户端节点提供网络服务；监测接口用来不断监测信道。这两种接口都可由已有商用且成本不高的网卡构成（如基于 IEEE 802.11 的 WLAN 网卡），即图 10-3 中所示的接入点网卡及监测器网卡，同时配有相应的天线进行发送和接收。这里，认知机（Cognition Plane, CogPlane）不断监测网络环境，通过监测接口获得粗略的物理层信息、MAC 层帧及高层的数据包，然后提取有关高层协议的信息，并将获得的信息填充到本地接入点知识库，即图中的认知网络接入点知识库中（CogNet AP Repository）。认知网络控制器（CogNet Controller）则用来为物理层、MAC 层、网络层及传输层制订合适的决策。

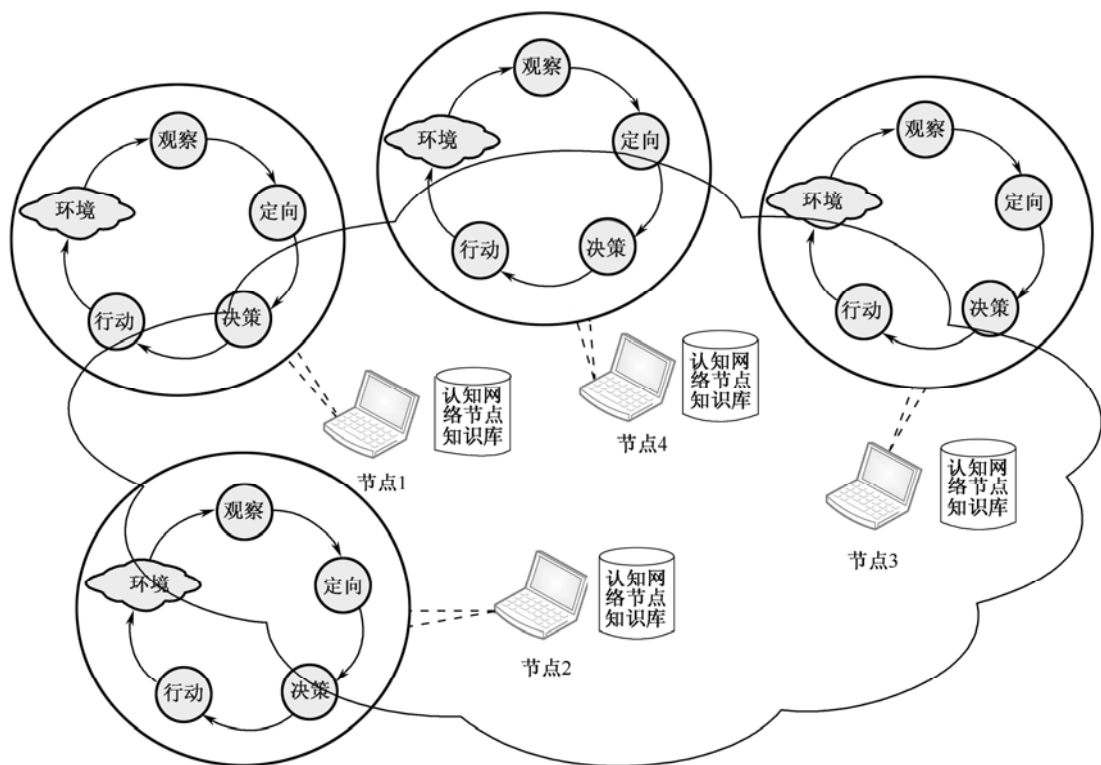


图 10-2 自主式认知网络的网络架构

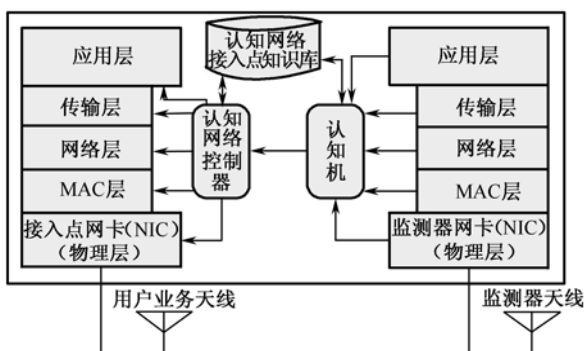


图 10-3 CogNet AP 的结构

2. 分布式认知网络

分布式认知网络是能更好地利用认知能力的另一种网络连接方式，其网络架构如图 10-4 所示。网络中的认知节点可以跨越各种异构系统，工作在完全分布式的方式下^[7]。各节点之间，或节点与中央知识库之间可以进行交互，以便更有效地利用认知网络信息。这种网络架构中虽然存在一个中央知识库（CogNet Central Repository, CCR），但是它不同于传统集中式网络中的中央实体，只起存储信息的作用，没有任何处理能力。分布式认知网络在将来多种不同的网络实体同时共存，需要进行异构网络操作时会显示出其优势。

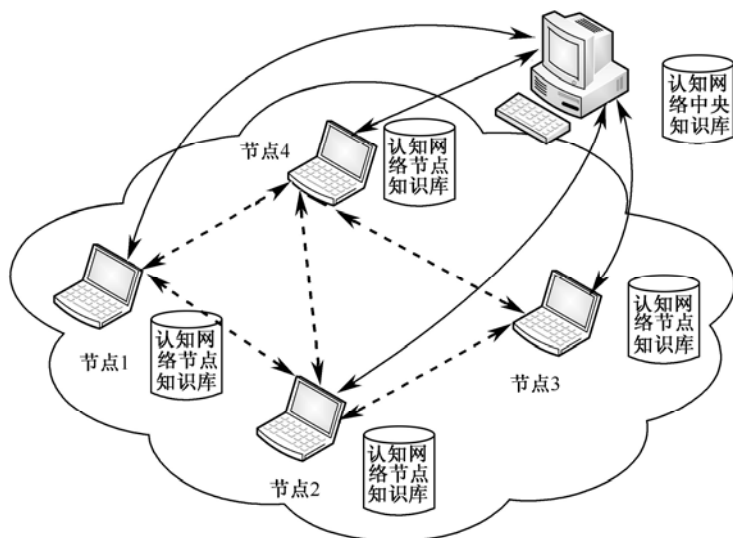


图 10-4 分布式认知网络的网络架构

为了说明该种网络架构的优点，在这里引用一个具体实例，如图 10-5 给出了两个不同的通信设备节点间进行信息交互的例子，在该例中主要考虑传输层协议信息的交互。

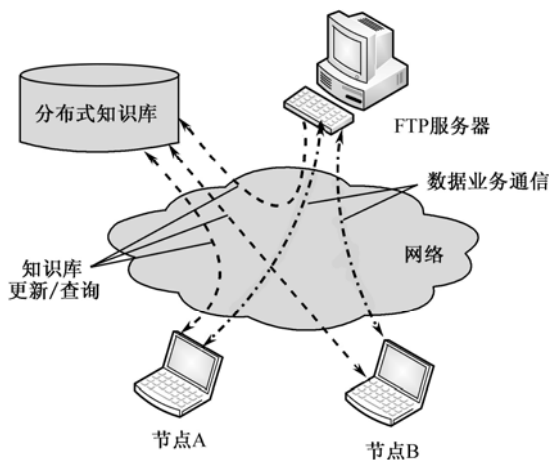


图 10-5 两个不同通信设备节点间进行信息交互示例

在图 10-5 所示的系统中，节点 A 已与一个外部的 FTP 服务器建立了 TCP 连接，并且将它的 TCP 连接参数上传到了分布式知识库（在这里不考虑对中央知识库中的参数进行更新）。节点 A 的 TCP 连接参数包括当前拥塞窗口、建立连接后的平均拥塞窗口、当前慢启动门限、平均慢启动门限值、往返时间、平均往返时间以及运行期间的吞吐量等。其中的一些相关参数存储到知识库后，可以被节点 B 拿来利用。当节点 B 要与外部 FTP 服务器进行 TCP 连接时，节点 B 可以向知识库询问平均拥塞窗口大小、慢启动门限值并把它们作为初始的拥塞窗口及慢启动门限值，这样节点 B 就不用再经历慢启动及拥塞窗口的判决过程，可以有效地提高系统的性能及吞吐量。

在该例中，只简单地包括了两个节点，对于多节点的网络，其原理是一样的。一个新的 TCP 连接的建立可以询问已存在的连接、客户端或过去的历史信息以避免慢启动阶段和不必要的拥塞控制所带来的吞吐量下降。

10.2.4 体系结构

最早提出认知网络体系结构的是 2005 年维吉尼亚理工大学的 Thomas 等人。他们提出的体系结构为基于认知模型的三层体系结构，实质只是一个初步的框架，并不包括一些具体的协议^[2]。后来 Thomas 等人又对这个框架做了一些改进，但也只是停留在认知网络体系结构的框架及该种体系结构的一些关键特征层面上^[6]。随着 CR 技术及跨层优化的发展，一些组织及机构纷纷提出了一些关于认知网络节点或相关的一些功能模块的体系结构^[10]。例如，圣三一学院（Trinity College）、CTVR（电信产业价值链研发中心，Centre for Telecommunications Value-Chain Research）^[11] 及亚琛工业大学^[12]就属于这些组织及机构中的一员，他们对认知网络中相关模块的体系结构都有相应的研究并取得了一定的成就，在这里不做详细介绍。

Thomas 等人提出的基于认知模型的三层体系结构，打破了传统的计算机网络中常用的 OSI 七层模型的体系结构。而由美国加州大学圣地亚哥分校（university of California San Diego）的 B.S.Manoj 等人提出的一种被称为认知完整的知识网络（Cognitive Complete Knowledge Network, CCKN）的网络体系结构则保留了传统网络协议栈的七层分层结构，所以它比起 Thomas 等人提出的结构更具有实用性。下面具体介绍这两类网络体系结构。

1. 基于认知模型的三层体系结构

认知模型^[6, 13] 通常包括行为层、功能层及物理层三层。行为层决定系统所产生的可观察的行为，功能层决定系统如何处理所获得的信息，物理层构成系统的神经部位。Thomas 等人给出的基于认知模型的三层体系结构是在认知模型的基础上建立起来的，其每一层都粗略地对应该认知模型的每一层，如图 10-6 所示。该种认知网络的体系结构包括需求层、认知层、软件自适应网络三层，分别对应认知模型中的行为层、功能层及物理层^[1]。

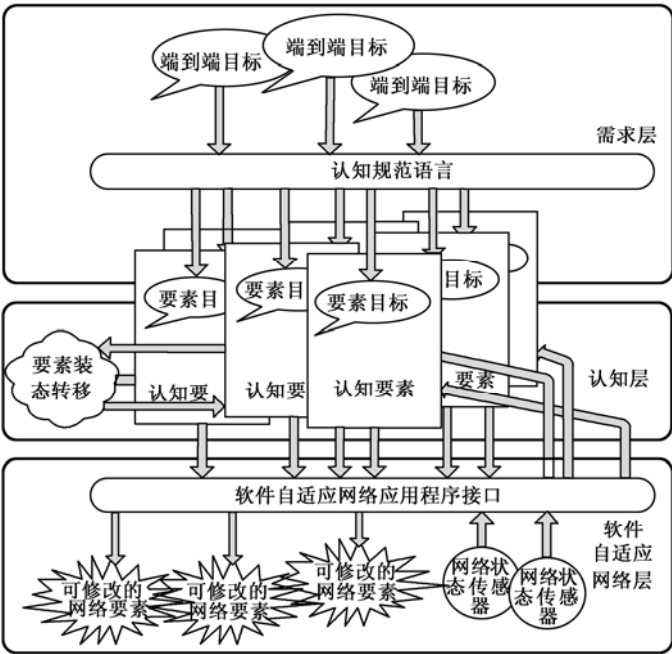


图 10-6 基于认知模型的三层体系结构

(1) 需求层

需求层的组成部分包括端到端的目标、认知规范语言（Cognitive Specification Language, CSL）和认知要素目标（Cognitive Element Goals）。

端到端的目标由用户、应用及资源需求决定，驱动整个系统的行为。像很多的工程问题，对每一个优化目标都有一个工程折中的问题。当一个认知网络有很多的目标时，无限地优化所有度量是不可能的。在大多数系统中，都会存在一个点，在这个点处如果优化一个度量，就会影响其他度量。在该点，认知网络需要知道度量的优先级和这些度量所需要的最大和最小的性能值，即该点处度量的优化范围^[14]。

为了将网络上层用户的目标映射到认知层中，需要一个接口层。在认知网络中，这个功能由 CSL 来实现，通过把端到端目标转换为局部要素目标的方式为下层提供行为指导。CSL 类似于 QoS 规范语言（QoS Specification Language）^[15]，它可以将端到端的需求映射到下层机制。如图 10-6 中所示的，端到端的目标通过 CSL 后变成了认知要素的要素目标。

(2) 认知层

认知层实质就是一个能进行学习并根据观察到的行为做出适当的判决响应的认知过程。在这里使用的认知的概念，更多的是指“机器学习”^[2]，非常类似于 Mitola 在文献[8]中所提出的定义。文献[16]中给出机器学习的定义是：机器学习是指任何可以在没有完全了解其操作环境的情况下通过一段时间内所获得的经验来提高其性能的计算。在该定义下，很多人工智能决策及自适应算法都可以应用到认知网络中，使得认知网络拥有广泛的学习机制。

任何学习模型都可以概括为一个反馈环。在反馈环中，过去与环境交互的信息可以指导现在和将来的交互。图 10-2 所示的 OODA 环就是一个简单的反馈环模型，包括了观察（Observe）、定向（Orient）、决策（Decide）及行动（Act）四个部分。但这个反馈环忽略了一些重要的组成部分。首先是总体目标，可提供一个网络整体的背景来指导定向和决策部分，应该引入此环中。其次是学习模块，可以用来避免之前迭代的错误进入将来的迭代中。这样修改后的 OODA 环如图 10-7 所示。

一个认知过程的具体工作主要取决于它的操作模式（集中式或分布式）以及对认知过程可知的网络状态信息的数量。认知过程的决策对网络性能的影响大小依赖于可用的网络状态信息的数量。为了便于认知过程基于端到端的目标进行判决，系统必须知道当前网络状态和

网络目标。如果一个认知过程了解整个网络的网络状态，那么认知判决的正确率应该比在无知的情况下高一些，所以要想获得高正确率的判决，就要收集尽量多的网络状态信息。

前面提到的认知过程的操作模式可以分为两种：第一种是集中式操作模式，在这种操作模式下，存在一个中央服务器或中央实体来追踪所有的端到端目标或网络状态信息；第二种是分布式操作模式，在这种模式下，网络中的节点共享它们的信息，不存在中央机构来管理数据的收集及传输。这两种模式都存在一定的问題，集中模式下存在单点故障问题，分布式模式下存在开销较大的问题，所以系统设计者需要确定哪一种模式为认知设计提供最佳折中，除了简单的集中式操作和分布式操

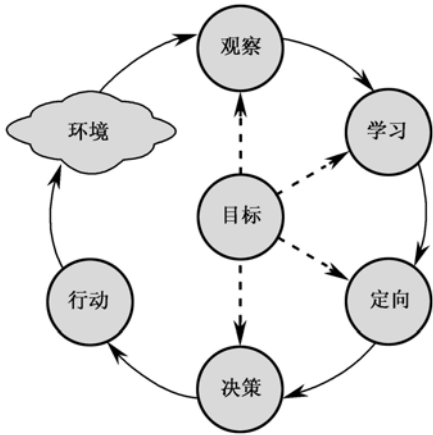


图10-7 修改后的OODA环

作外，这两种方式的混合模式也是可行的。

(3) 软件自适应网络层 (SAN)

SAN 包括应用程序接口 (Application Programming Interface, API)、可修改的网络要素及网络状态传感器。

SAN 是一个单独的研究领域，就像 SDR 的设计独立于认知无线电的发展一样。认知过程需要知道 API，即它对可修改的要素呈现的接口，因为认知过程需要通过 API 获知网络要素的状态信息以便进行新的反馈。API 的另一个作用是通知认知网络网络要素的操作状态。网络栈中的许多修改需要链路的两端同步并且以同种模式操作。使这些状态同步所需要的通信是由 SAN 完成的。认知网络需要知道在通信信道中每一个设备所做的修改，如果不同步的话可能会阻碍通信。

可修改的网络要素是 SAN 中任何可以被修改状态的要素。虽然不可能所有 SAN 的要素都是可修改的，但是每一个要素都要有对 API 的公共的或私有的接口，来允许它们被 SAN 及认知层所控制。

网络状态传感器的作用是观察网络的状态，并将网络的状态反馈给认知层。网络的状态是认知过程中反馈环的源头，是由网络状态传感器的观察及通过认知要素之间的通信得到的。观察到的状态信息包括误码率、电池寿命、数据速率及端到端时延等。

2. 基于CCKN的七层体系结构

基于 CCKN 的七层体系结构如图 10-8 所示，主要包括各层的认知模块、认知机、本地/远端认知知识库、节点间认知信息交换模块及用户需求定义语言等部分。

① 认知模块也可称为认知代理 (Cognition Agents)，从图中可以看出每一层都有各自的认知模块，它负责收集与每一层相关的网络要素的信息并且通过设置参数或操作模式来控制相关网络要素的行动。每一层的认知模块都可以看做一个本地传感器、控制器及执行器。

② 认知机 (Cognition Plane) 可以协调节点内的认知模块，也可以帮助协调不同节点间的认知模块，包括认知网络跨层总线 (CogNet Cross Layer Bus, CogBus) 和认知功能执行模块 (Cognitive Executive Function, CEF) 两部分。

认知网络跨层总线 CogBus 主要负责各层认知模块信息及数据的交互。其另一个作用就是实现两个不相邻层次之间的直接的信息交互，比如：应用层与物理层之间的交互，就不用经过 MAC 层、网络层及传输层等中间层。目前认知网络跨层总线的设计存在两个挑战：

(a) 总线结构需要轻重量的设计结构，因为协议栈是操作系统的核心，所以提供一个简单有效的总线设计是必要的。

(b) 跨层认知网络信息的交互需要设计相应的信息格式，所设计的信息格式必须简单且具有可扩展性。这种信息格式的一个例子就是对现有的可扩展标记语言 (eXtensible Markup Language, XML) 进行一些修改。这主要是因为 XML 是一

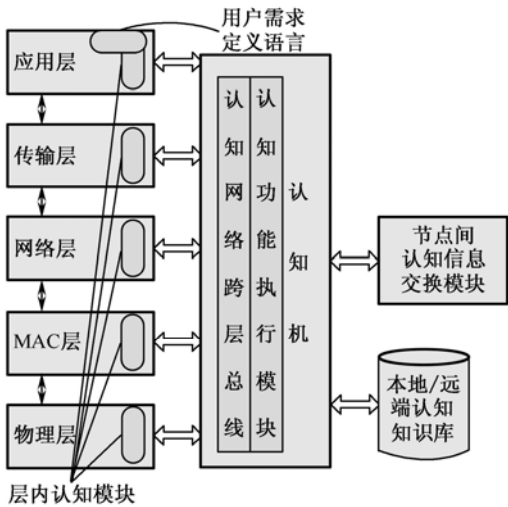


图10-8 CCKN的体系结构示意图

个基于文本的协议，如果将它用在认知机内，开销比较大，若将它换成一个基于二进制的轻量级的信息格式会更好一些。

认知功能执行模块 CEF 是一个联合层次优化模块，它可以根据用户应用需求执行联合优化算法及资源的调度。这些优化算法将产生在网络每一层处可选的合理参数，然后每个认知模块根据这些参数对每一层的协议进行重新配置。

认知机的其他功能还包括：

- 将端到端的目标转化为每一层需要执行的动作；
- 网络协议栈中每一层的认知模块报告它们的观察信息，这些观察信息是由认知机收集的，并且存储在本地或远端的知识库中。

③ 应用层的用户需求定义语言用来定义用户端的需求或端到端的目标。

④ 本地 (Local) /远端 (Remote) 认知知识库，这里本地认知知识库可以理解为节点的认知知识库，远端的知识库可以理解为中央知识库。因为 CCKN 是一个大型的分布式网络环境，有许多具有各种功能的设备，可能产生许多异构数据，由于是分布式网络，这些数据信息可能存放在一个容量有限的本地知识库中或者被转移到一个中央知识库中。从知识库中获取的信息，有很多的应用，例如可以被应用层用来制定服务质量决策或被网络层用来选择更好的路由^[17]。

⑤ 节点间认知信息的交换模块，负责节点间认知信息的交互。

基于 CCKN 的七层体系结构相比基于认知模型的三层体系结构具有如下优点：

- 保留了当今协议栈的分层结构，更具有实用性。
- 简化了认知过程的复杂度。在 CCKN 中每一层都有自己的认知模块，负责收集每一层的相关信息，这些信息被认知机利用，来进行整个系统范围内的认知过程，并且把认知过程的决策分散到每一层由认知模块执行。相比起上述基于认知模型的三层体系结构中第二层巨大的认知层来说，相对简化了认知过程的复杂度。
- 每一层都有认知模块，使得协议参数、网络事件的语法解释及每层的行动都将被更有效地处理。

10.3 认知网络的典型应用——B3G认知无线网络

目前无线通信领域正在迅速的向 B3G (Beyond the 3rd Generation) 时代发展。由于无线网络架构的异构性和环境需求的多样性，B3G 的一个显著特征是复杂度的增加。这主要源于两个因素：首先是网络和终端架构不可避免的异构性，其次是用户对于将 B3G 网络和高端业务应用无缝并广泛相结合的需求。这就要求网络运营商必须配置复杂的异构网络结构，不同的无线接入技术 (Radio Access Technology, RAT) 标准必须共存，并且要有效地相互兼容^[18]。

为了处理这种复杂情况，可以利用认知网络具有的认知功能来设计 B3G 网络。这种认知功能的实质可以用图 10-9 所示的认知网络运作环 (类似于上面提到的 OODA 环，也是一种认知反馈环) 来表示。其基本的操作原则是首先网络不断地观察环境以及时发现可能影响自身运作的潜在的外界环境变化。机器推理以观察的结果为基础决定是否激活重配置行为，一旦做出决定，网络就采取相应的行动。这种循环在机器学习的过程中不断重复，实现认知功能。

引入认知功能后的 B3G 网络要求能够通过 (主动或被动地) 调整自身的运作来响应外部刺激，提高对一些复杂情况的应对能力。因此，在 B3G 认知无线网络中的认知功能需要延伸到通信网络的各个部分，包括无线接入网、接入点 (AP) 和终端。此外，网络设计的传统思

想是参考高峰期的业务流量，以静态的方法手工配置网络要素来为计划内的业务提供流量。但是持续增长的用户需求要求发展新技术、部署新网络，以实现更优的网络规划和管理。对于认知网络，应该具有能有效计划管理时变网络的新功能。这种新功能主要体现在应用了认知功能的管理功能上。因此，B3G 认知无线网络中的认知功能，也主要体现在 B3G 认知无线网络中接入网的管理功能、接入点的管理功能及终端的管理功能上。

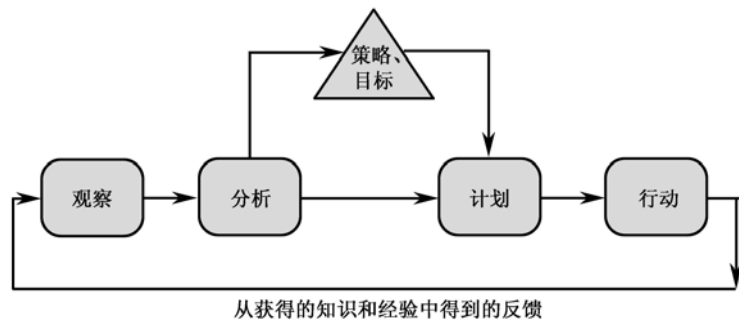


图 10-9 认知网络运作环

图 10-10 描述了 B3G 认知无线网络的整体管理架构，其中的网络管理实体以一种分层的方式组织起来，其管理功能包含三个层次的合作，分别是认知无线接入网的管理功能、认知接入点的管理功能及认知无线终端的管理功能，其分别对应图 10-10 所示网络架构中的接入网、接入点（可以是可修改的网络要素或基站）及终端。

在传统的网络中，对网络设备和终端的管理都是采用集中式的管理，即对设备和终端进行统一的管理，而没有像图 10-10 中所描绘的分为三个层次的管理。在认知无线网络中，由于包含了众多网络设备和高度异构的终端且处于各种环境，所以集中式的管理方法会过于复杂而不适宜采用。下面将分别介绍认知无线接入网、认知接入点及认知无线终端的管理功能及一些管理实体。

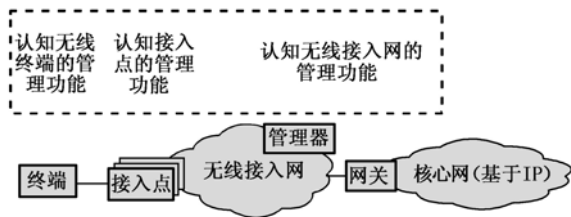


图10-10 B3G认知无线网络的管理架构

10.3.1 认知无线接入网的管理功能

B3G 认知无线接入网的智能管理功能是由一定的管理机制来完成的，包括一定的输入和输出信息，如图 10-11 所示，输入信息包括网络的场景、属性和策略信息，输出信息是对网络下一步行为的决策，为进一步的指导管理认知接入点作铺垫。

(1) 场景 (Context)

场景是网段管理功能中最关键的输入信息，充分了解当前网络运作场景是系统和外界环境交互的基础，是系统适应外界刺激的主要依据。网段中的每个网络要素都要监测并发现各自的外界环境状况，以获取场景信息。场景信息揭示了网段中网络要素的状态和其所处的环境，具体应当包含位置、时间、流量需求、移动性、干扰状况等信息。

(2) 属性 (Profiles)

属性提供了网段中网络要素的候选配置方案的信息，例如每个网络要素选择的收发机、

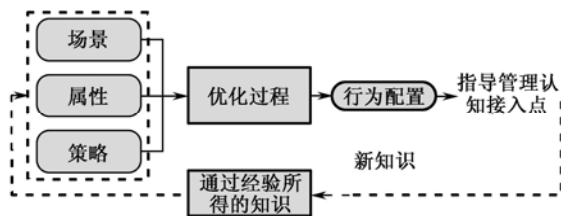


图10-11 B3G认知无线接入网的管理功能分析图

可靠性等)和最小化成本(资源消耗等)有关。此外,策略提供了运营商相互合作的信息。

(4) 输出

认知无线接入网管理功能的输出为网络提供下一步该采取何种行为,为网段中所有网络要素(在这里指认知接入点)配置协议栈的各层。如图 10-11 所示,输入信息经过优化过程和一定的行为配置处理后,输出信息用来指导管理认知接入点等网段中的网络要素。网络的物理层和 MAC 层的行为是 RAT、频谱、传输功率的选择以及依赖于网络要素和终端能力的参数和算法的选择。网络层的行为和网络要素的互连方式、路由和拥塞控制有关。应用层的行为和资源分配与 QoS 水平有关。

10.3.2 认知接入点的管理功能

接入点的认知管理功能通过引入接入点自主式管理(Autonomic Management of Access Points, AMAP)功能实体来实现。图 10-12 描述了一个 AMAP 功能实体的组成结构,主要包括 4 部分,分别是①属性和协议;②监测、发现和场景获取;③资源和服务代理;④配置方案的协商、选择和实施。其中,①、②和③三个功能部分对应着认知反馈环中的观察和分析,而④对应着认知反馈环中的计划和行动部分,所以整个的管理功能模块中都运用了认知功能。

认知接入点管理功能的具体实现是由 AMAP 功能实体基于认知无线接入网提供的策略、目标、属性和场景等信息,通过一定的接口实现可重配置接入点的管理。下面将详细介绍 AMAP 实体的各个功能部分。

(1) 属性和协议

该部分提供与用户、接入点及接入点所服务的设备的功能相关信息。

(2) 监测、发现及场景获取

这部分应完成以下三点功能:①获取接入点所处的场景;②监测每种场景下的系统有效性;③发现可以用于场景处理的选择方案。

对于场景获取,被管理的网络要素所处的场景包括:地理位置、时间段、流量、移动性和干扰状况(由服务区内的其他用户或设备引起的)。监测过程是从被管理的网络要素的收发机收集基本的数据,这些数据可以得到进一步的加工以产生不同的抽象程度的汇总数据。发现过程是在某一场景下评估不同的配置方案的性能,进行该过程首先需要获知有关预期性能的评估指标,如干扰状况、比特率、覆盖范围等。

(3) 资源与服务代理

这部分负责实现 AMAP 实体与环境其他实体的交互,以获知相邻网络要素的状态。随着交互的持续进行,最终整个环境趋于稳定,实体之间所需的交互会有所减少,每个接入点

所采用的 RAT 以及载波频谱。此外,属性也描述了各类用户、应用和终端的特性。

(3) 策略(Policies)

策略规定了在应对某种场景时应当遵守的规则和应当实现的功能。详细地说,策略显示了运营商对于网络重配置的指导思想,例如运营商的实际偏好和实现目标的优先级。这些都与最大化 QoS(如性能、有效性、

都可以了解相邻网络要素所具有的能力。

(4) 配置方案的协商、选择和实施

这部分负责处理认知无线网段管理功能的输入并决定被管理的接入点的最优行为。

AMAP 实体要考虑应当遵守的网络规则和为了实现所规定的目标要具有的功能。鉴于以上功能部分，一个认知接入点可以根据一定的战略完成决策，以应对各种场景。

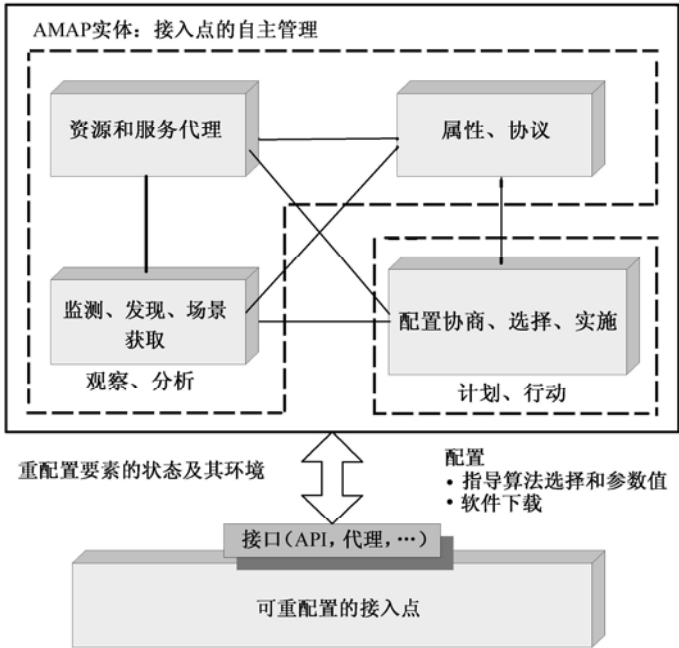


图 10-12 AMAP 实体管理功能分析图

10.3.3 认知无线终端的管理功能

无线终端的认知管理功能主要体现在认知可重配置设备的管理系统（Cognitive Reconfigurable Equipment Management System, C_REMS）功能实体。

C_REMS 的具体组成结构包括以下几个主要功能部分：属性和策略、监测和发现及重配置协商与选择，如图 10-13 所示。这三部分也可以看做在执行图 10-9 所示的认知网络运作环，是认知功能的体现，来管理一些可重构的认知设备。

下面详细介绍 C_REMS 的各功能组成部分。

(1) 属性和策略

这部分负责获取、维护并提供和设备属性、用户属性需求以及网络策略相关的信息。

设备的属性，也即与设备功能相关的信息，指定了一系列可能的设备配置方案。更具体地说，配置方案中包含有能够使设备工作的无线接入技术（RAT）、相关的频谱以及使用的传输功率限制等信息。

用户属性相关的信息规定了一系列用户终端可以使用的的应用以及相应的 QoS 水平。用户属性相关的信息也包含用户

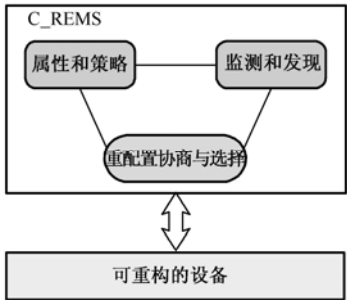


图10-13 C_REMS管理功能分析图

行为、使用偏好、用户需求等。用户属性里还可能包括用户能够支付的最大费用。

网络策略必须要考虑在进行场景处理时运营商的限制，这些限制通常是附加在用户和设备属性上的。对于用户，策略能够限制允许使用的应用和 QoS 水平。对于设备，策略能够只允许功能集的部分功能的实现。因此，策略决定了运行哪些 RAT、所使用的频率和传输功率，也能够决定在进行场景处理时使用哪些算法及参数设置。并且，策略可以对于每种场景有选择地指定一套相应的最佳配置方案。

(2) 监测和发现

这部分负责获取场景信息以了解当前设备和外部环境的状态，主要是为了识别特定区域内可用的网络并监测它们的状态。监测以一定的时间间隔进行，收集与当前连接及应用相关的信息，一旦收集到这些信息，将其中的参数值与预设的门限进行比较，以发现是否发生异常情况。当监测到任何异常情况的时候，网络会进行重新初始化，重选最合适的配置。初始化发现过程以识别可供选择的配置，例如选择能提供更好的运作环境的 RAT。也可以以固定的时间间隔触发发现过程，以便设备对外部环境的持续更新。

(3) 重配置的协商和选择

这部分负责为被管理的设备选择最适合的配置，这种选择综合考虑了以下多个因素：QoS 水平、当前场景、用户和设备的属性、网络策略。原则上讲，上述因素是通过相应的决策变量或者适当的限制被嵌入到一个优化目标函数中的。正如前面的介绍，网络的策略反映了网络运营商在管理场景中提出的限制，在特定情况下，为每种场景制定一系列配置方案。重配置协商和选择部分可以按照如下的方式处理不同的场景：如果当前有可行的规则，就能够从指定的配置方案集合中选择一个。如果当前没有可以遵循的规则，则可以通过算法验证或策略推荐生成一系列可行的配置方案并从中选择一个。通常一种场景下可能会有多个最佳的配置方案，这种情况会带来诸多好处：首先，提供了多种途径达到要求的 QoS，更便捷、更可靠；其次，方便选择新的配置方案，更利于解决冲突、竞争；最后，能使设备更积极地参与到协商中。

10.4 认知网络发展面临的问题和挑战

本章介绍了认知网络的相关基础知识，包括它的提出背景、同 CR 及 CRN 的关系、定义、网络架构、体系结构及典型应用等。然而，作为一种新型的自适应网络，认知网络还处于发展的初级阶段，很多的研究才刚刚开始，要将认知网络从理论变为现实，还有很长的路要走。可以说认知网络的实现要比 CR 还要难，因为它涉及到了实现整个网络的通信及基于端到端目标的网络性能。要想实现真正的认知网络，还存在以下的问题和挑战：

① 从整体上看，认知网络的发展要有完善的体系结构及通信协议，而目前提出的体系结构可以说都只是一个初步的架构，却没有具体的通信协议及完整的协议栈，所以还需要理论上的进一步研究。

② 认知网络从 CR 对无线环境的感知拓展到网络环境及用户环境、多域环境的感知。其中每一域都包含种类繁多的认知环境，且域内域间的认知信息之间还存在错综复杂的关系。要解决认知信息的海量摄入、信息的传递融合、认知信息的挖掘利用，多域认知是认知网络首先要解决的关键问题^[5]。

③ 认知网络的发展离不开一些描述性语言（如认知规范语言、用户需求定义语言）及

接口,它们都要具有灵活性及可扩展性,来支持网络环境的变化及网络将来的扩展,这就要求在现有技术或设备上增加新的功能,这又是一项技术上的难题。

④ 实验平台的建立。分析和仿真是认知网络发展的重要一步。所以在真实的无线环境中怎样用已有的平台和设备来部署实验网络平台,来评估认知网络解决方案的性能,这也是一个非常重要的问题^[10]。

综上所述,认知网络的发展任重而道远,但是认知网络带着它可以满足端到端目标进行自我调整、重配置的承诺,将逐步成为处理网络日益复杂的革命性技术。

参 考 文 献

- [1] HÜSEYİN ARSLAN. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems. Dordrecht: Springer, 2007.
- [2] R. W. Thomas, L. A. DaSilva, and A. B. MacKenzie. Cognitive networks. Proc. of IEEE DySPAN 2005, November 2005: 352-360.
- [3] 李艳妮. 认知网络的简单介绍. 科协论坛, 2008, (11): 87-88.
- [4] 滑南, 曹志刚. 无线认知网路概念与实例研究. 计算机工程与应用, 2009, 45 (2): 1-6.
- [5] 王金龙, 龚玉萍, 李玉川. 认知无线网络中的多域认知. 解放军理工大学学报, 2008, 9 (06): 565-568.
- [6] Ryan W. Thomas, Daniel H. Friend, Luiz A. DaSilva, and Allen B. MacKenzie. Cognitive Networks: Adaptation and Learning to Achieve End-to-End Performance Objectives. IEEE Communications Magazine, December 2006: 51-57.
- [7] Frank H.P. Fitzek, Marcos D. Katz. Cognitive Wireless networks. Dordrecht: Springer, 2007.
- [8] J. Mitola. Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio. In Ph . D Thesis, Royal Institute of Technology (KTH), Sweden, 2000.
- [9] B. S. Manoj, Ramesh R. Rao, and Michele Zorzi. On the Use of Higher Layer Information for Cognitive Networking. IEEE GLOBECOM, 2007: 3568-3573.
- [10] Allen B. MacKenzie, Charles W. Bostian etc. Cognitive Radio and Networking Research at Virginia Tech. Proceedings of The IEEE, 2009: 660-688.
- [11] P. Sutton, L. Doyle, and K. Nolan. A reconfigurable platform for cognitive networks. Proc. CROWNCOM 2006, Jun. 2006: 8-10.
- [12] P. Mahonen, M. Petrova, J. Riihijarvi, and M. Wellens, Cognitive wireless networks:Your network just became a teenager. Proc. IEEE INFOCOM, 2006.
- [13] P. N. Johnson-Laird. The Computer and the Mind. Harvard University Press, 1988.
- [14] 赵绍刚, 李岳梦. 认知网络在未来移动通信网络中的应用. 电信快报, 2008, (06): 6-9.
- [15] Jingwen Jin, Klara Nahrstedt. QoS Specification Languages for Distributed Multimedia Applications: A Survey and Taxonomy. IEEE Computer Society, 2004: 74-87.
- [16] M. A. L. Thathachar and P. S. Sastry. Networks of Learning Automata. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [17] B. S. Manoj, Ramesh R. Rao, and Michele Zorzi. COGNET: A Cognitive Complete Knowledge Network System. IEEE Wireless Communications, December 2008: 81-88.
- [18] W. Hasselbring and R. Reussner. Toward trustworthy software systems. Computer, 2006, 39(4): 91-92.

缩 略 语

3G	3 rd Generation	第三代移动通信技术
ACR	Access Control Router	接入控制路由器
ADC	Analog-to-Digital Converter	模/数转换器
AES	Advanced Encryption Standard	高级加密标准
AFAA	Adaptive Fuzzy Adjustment Algorithm	自适应模糊调整算法
AFH	Adaptive Frequency Hopping	自适应跳频
AFIT	Air Force Institute of Technology	空军技术学院
AFRL	Air Force Research Laboratory	美国空军研究实验室
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
AI	Artificial Intelligence	人工智能
AIC	Active Interference Cancellation	主动干扰抵消
AMAP	Autonomic Management of Access Points	接入点自主式管理
ANN	Artificial Neural Network	人工神经网络
ANSM	Adaptive Network Security Model	自适应网络安全模型
AOA	Angle of Arrival	波达角度
AP	Access Point	无线接入点
API	Application Programming Interface	应用程序接口
ASM	Advanced Spectrum Management	高级频谱管理
ATSC	Advanced Television System Committee	(美国) 高级电视制式委员会
AWGN	Additive White Gauss Noise	加性高斯白噪声
BA	Beamforming Adaptation	自适应波束成形
BER	Bit Error Rate	比特误码率
BP	Belief Propagation	置信传播
BPCG	Bandwidth and Power Control Game Algorithm	带宽和功率控制博弈算法
BS	Base Station	基站
BTC	Block Turbo Codes	分组 Turbo 码
BTT	Beacon Transmission Time	信标传送时间
C_REMS	Cognitive Reconfigurable Equipment Management System	认知可重配置设备的管理系统
CA	Certification Authority	认证机构
CAB	Coordinated Access Band	协调接入频段
CBC-REQ	CPE Basic Capability Request	CPE 基本功能激活请求
CBC-RSP	CPE Basic Capability Response	CPE 基本功能激活请求回复
CBS	Cognitive Base Station	认知基站
CCC	Common Control Channel	公共控制信道

CCKN	Cognitive Complete Knowledge Network	认知完整的知识网络
CCMP	CBC-MAC Protocol	CBC-MAC 协议
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址接入
CEF	Cognitive Executive Function	认知功能执行模块
CEPA	Channel Ecto-Parasite Attack	信道显寄生攻击
CID	Connection Identifier	连接标识
CIDF	Common Intrusion Detection Framework	通用入侵检测框架
CogBus	CogNet Cross Layer Bus	认知网络跨层总线
CogMesh	Cognitive radio based Mesh network	基于认知无线电的 Mesh 网络
CogNet AP	Cognitive Network Access Point	认知网络接入点
COMNET	Cognitive wireless Mesh NETWORK	认知无线 Mesh 网络
CoRaL	Cognitive Radio Policy Language	无线电策略语言
CORVUS	a COgnitive Radio approach for usage of Virtual Unlicensed Spectrum	虚拟非授权频谱使用的认知无线电应用
CPE	Customer Premise Equipment	用户驻地设备
CR	Cognitive Radio	认知无线电
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余校验
CRN	Cognitive Radio Networks	认知无线网络
CSI	Channel State Information	信道状态信息
CSK	Cyclic Shift Keying	循环移位键控
CSL	Cognitive Specification Language	认知规范语言
CSM	Cognitive System Module	认知系统模块
CTC	Convolutional Turbo Codes	卷积 Turbo 码
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency	(美国) 国防高级研究计划局
DCD	Downstream Channel Descriptor	下行信道描述
DCTC	Duo-binary Convolutional Turbo Codes	双二进制卷积 Turbo 码
DDT	Distance Difference Test	距离差校验
DEM	Digital Elevation Model	数字高程模型
DFH	Dynamic Frequency Hopping	动态跳频
DFHC	Dynamic Frequency Hopping Community	动态跳频社区
DGA	Distributed Greedy Algorithm	分布式贪婪算法
DIFS	Distributed Inter Frame Spacing	分布式帧内间隔
DIMSUMnet	Dynamic Intelligent Management of Spectrum for Ubiquitous Mobile network	泛在移动网络动态智能频谱管理
DNPM	Dynamic Network Planning and Management	动态网络规划管理
DOA	Direction of Arrival	波达方向
DORP	Delay motivated On-demand Routing Protocol	时延触发按需路由协议
DRT	Distance Ratio Test	距离比校验
DSA	Dynamic Spectrum Allocation	动态频谱分配
DSS	Dynamic Spectrum Sharing	动态频谱共享

DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial	地面数据视频广播
E2R	End to End Reconfigurability	端到端重配置
E3	End-to-End Efficiency	端到端效率
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	有效全向辐射功率
EM	Expectation Maximization	期望最大化
FCC	Federal Communications Commission	(美国) 联邦通信委员会
FCFS	First Come First Service	先到先服务
FCH	Frame Control Header	帧控制头
FER	Frame-Error-Rate	误帧率
FFC	Forward Error Correction	前向纠错
FLC	Fuzzy Logic Controller	模糊逻辑控制器
FMW	Fundamental Modulation Waveform	基本调制波形
FSP	Flexible Sensing Period	可变检测周期
GA	Genetic Algorithm	遗传算法
GI	Guard Interval	保护时间间隔
GIS	Geographic Information System	地理信息系统
GIT	Georgia Institute of Technology	美国乔治亚理工学院
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
HD-MAC	Heterogeneous Distributed MAC	异构分布式 MAC
HMM	Hidden Markov Mode	隐马尔科夫模型
HSDPA	High Speed Downlink Package Access	高速下行分组接入
ICI	Inter Carrier Interference	载波间干扰
IDL	Interface Definition Language	接口定义语言
IDRP	Incumbent Detection Recovery Protocol	授权检测恢复协议
IDS	Intrusion Detection System	入侵检测系统
IEA	Incumbent Emulation Attack	模拟授权用户攻击
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	美国电气电子工程师学会
IMSI	International Mobile Subscriber Identity	国际移动用户身份码
IR-UWB	Impulse Radio based UWB	超宽带冲激无线电
ISI	Inter Symbol Interference	码间干扰
ISM Band	Industrial, Scientific and Medical Band	工业、科学和医用频段
ISO	International Organization for Standardization	国际标准化组织
ITMA	Interference Temperature Multiple Access	干扰温度多址
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
JRRM	Joint Radio Resource Management	联合资源管理
KQML	Knowledge Query and Manipulation Language	知识询问和操作语言
LA	Link Adaptation	链路自适应
LC	Logical Cluster	逻辑簇
LDPC	Low Density Parity Check codes	低密度奇偶校验码
LMDS	the Local Minimal Dominating Set	本地最小支配集合并算法

LNA	Low-Noise Amplifier	低噪声放大器
LocDef	Location-based Defense	定位防御
LORA	Low cOst Ripple effect Attack	低开销涟漪效应攻击
LTE	Long Term Evolution	长期演进
MAC Layer	Media Access Control Layer	媒体接入控制层
MAI	Multi Access Interference	多址接入干扰
MCM-SPO	Minimum Cost Model of Sensing Period Optimization	检测周期优化的最小代价模型
MDS	the Minimal Dominating Set	最小支配集
MIB	Management Information Base	管理信息库
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
MMB	Max-Min-Bandwidth	最大化最小带宽
MPF	Max-Proportional-Fair	最大比例公平
M-PSM	M-ary Pulse Shape Modulation	M 相脉冲波形调制
MR	Mesh Route	Mesh 路由器
MRM-SPO	Maximum Reward Model of Sensing Period Optimization	检测周期优化的最大收益模型
MRSS	Multi-Resolution Spectrum Sensing	多分辨率频谱检测
MSB	Max-Sum-Bandwidth	最大和带宽
MTM	Multi-Taper-Method	多窗谱估计方法
MTM-SVD	Multi-Taper-Method and Singular Value Decomposition	多窗谱估计合并奇异值分解
NAM	Node Analytical Model	节点分析模型
NBI	Narrow Band Interference	窄带干扰
NC-OFDM	Non-Continuous OFDM	不连续 OFDM
NEPA	Network Endo-Parasite Attack	网络隐寄生攻击
NN	Neural Networks	神经网络
NRNRT	National Radio Network Research Testbed	(美国) 国家无线网络研究实验床
NTSC	National Television System Committee	(美国) 国家电视系统委员会
OCRA	OFDM-based Cognitive RADio	基于 OFDM 的动态频谱网络架构
Ofcom	Office of Communications	英国通信办公室
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OSA	Opportunistic Spectrum Access	机会频谱接入
OSI/RM	Open System Interconnection Reference Model	开放系统互连参考模型
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	功率峰均比
PC	Physical Cluster	物理簇
PDA	Personal Digital Assistant	无线个人数字助理
PDU	Protocol Data Unit	协议数据单元
PHY Layer	Physical Layer	物理层
PLL	Phase Locked Loop	锁相环
PLR	Packet Loss Rate	丢包率
PN	Pseudo random noise	伪随机噪声
POMDP	Partially Observable Markov Decision Process	部分观察马尔可夫决策过程

PPDU	Physical Protocol Data Unit	物理协议数据单元
PR	Policy Reasoner	策略推理机
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence	伪随机二进制序列
PSDU	Physical Services Data Unit	物理服务数据单元
PSMA	Pulse Shape Multiple Accessing	脉冲波形多址
PSWF	Prolate Spheroidal Wave Function	回转椭球波函数
QoS	Quality of Service	服务质量
RANMANs	Radio Access Managers	无线电接入管理者
RAT	Radio Access Technology	无线接入技术
RDA	Randomized Distributed Algorithm	随机分布式算法
REG-REQ	Registration Request	注册请求信息
REG-RSP	Registration Response	注册请求回复信息
REM	Radio Environment Map	无线电环境图
RFID	Radio Frequency Identification	射频识别
RKRL	Radio Knowledge Representation Language	无线电知识表达语言
RMS	Root Mean Squared	均方根
ROC	Receiver Operation Characteristic	接收机操作特性曲线
RREP	Route Reply	路由回应
RREQ	Route Request	路由请求
RRM	Radio Resource Management	无线资源管理
RRN	Route Re-establishment Notification	路由重建通知
RRU	Radio Resource Unit	无线资源单元
RSS	Received Signal Strength	接收信号强度
RSSI	Received Signal Strength Indicator	接收信号强度指示
RTG	Receive/Transmit Transition Gap	接收/发送传输间隔
RTO	Retransmission Time Out	重传超时时间
RTT	Round Trip Time	往返时间
SAN	Software Adaptable Network	软件自适应网络
SBTC	Shortened Block Turbo Codes	截短分组 Turbo 码
SCH	Superframe Control Header	超帧控制头
SDR	Software Defined Radio	软件定义无线电
SDRF	SDR Forum	软件无线电论坛
SDU	Service Data Unit	服务数据单元
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	信干噪比
SIR	Signal to Interference Ratio	信干比
SM	Spectrum Manager	频谱管理器
SMA	Statistically Multiplexed Access	统计复用接入
SNR	Signal to Noise Ratio	信噪比
SOP	Spectrum Opportunity	频谱机会
SORP	Spectrum aware On-demand Routing Protocol	频谱检测按需路由协议

SSAD	Segment-Sync Autocorrelation Detector	段同步序列自相关检测器
SSA-UWB	Soft-Spectrum Adaptation-UWB	软频谱适配 UWB
SSR	System Strategy Reasoner	系统决策部分
SVM	Support Vector Machine	支持向量机
SW	Subcarrier Weighting	子载波加权
TCP	Transmission Control Protocol	传输控制协议
TCP-F	TCP-Feedback	TCP-反馈
TDCS	Transform Domain Communication System	变换域通信系统
TDD	Time Divided Duplex	时分双工
TDLA	Time Domain Link Adaptation	时域链路自适应
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址
TDOA	Time Difference Of Arrival	到达时间差
TFDLA	Time-Frequency Domain Link Adaptation	时频域链路自适应
TH	Time Hopping	跳时
TMSI	Temporary Mobile Subscriber Identity	临时移动用户身份号
TOA	Time Of Arrival	到达时间
TPC	Transmission Power Control	传输功率控制
TR	Transmitted Reference	传输参考
TTG	Transmit/Receive Transition Gap	发送/接收传输间隔
UCD	Upstream Channel Descriptor	上行信道描述
UCS	Urgent Coexistence Situation	紧急共存状态
UDP	User Datagram Protocol	用户数据报协议
UML	Unified Modeling Language	统一建模语言
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	通用移动通信系统
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure	免授权国家信息基础
US/DS	Uplink/Downlink Slot	上/下行时隙
UWAN	Unlicensed Wide Area Network	未授权广域网络
UWB	Ultra-Wide Band	超宽带
UWB-OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing based UWB	超宽带正交频分复用
VCO	Voltage-Controlled Oscillator	电压转换振荡器
VT	Virginia Tech	弗吉尼亚技术中心
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	全球微波接入互操作
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网
WPAN	Wireless Personal Area Network	无线个域网
WRAN	Wireless Regional Area Network	无线区域网
WSGA	Wireless System Genetic Algorithm	无线系统遗传算法
WWAN	Wireless Wide Area Network	无线广域网
WWRF	Wireless World Research Forum	无线世界研究论坛
XG	neXt Generation	下一代无线通信计划